RADIO UND FERNSEHEN

Mit Hinweisen für den Bau einfacher Signalverfolger (S. 730)

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

7. JAHRGANG 24 DEZEMBER 1958



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Noch immer erreichen die Signale des Sputnik 3 unsere Erde und vermitteln uns Kenntnisse über die äußersten Schichten der Erdatmosphäre. Näheres über die Bedeutung der künstlichen Erdsatelliten für diese Forschungen lesen Sie auf S. 717.

Über weitere Arbeiten anläßlich des YGJ und deren Auswertungen wird RADIO UND FERNSEHEN auch im nächsten Jahr berichten. Aufnahme: Blunck

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Johannes Brettschneider
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227

Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Unsere leser schreiben

Sie bringen in Ihrer Zeitschrift jetzt in verstärktem Maße Artikelserien, die gesammelt von großem Wert sind. Ich denke dabei außer an die Röhreninformationen besonders an die Zusammenstellung von Fachwörtern mit der Endung -tron. Ich begrüße dies sehr, bin jedoch der Meinung, daß solche Beiträge an Wert gewinnen, wenn man sie heraustrennen könnte, da sie gesammelt den Charakter eines Handbuches hätten. Leider ist dies aber bei Ihrer Zeitschrift nicht möglich, ohne den Gesamtinhalt der Zeitschrift und damit ihren Wert zu zerstückeln, da die Rückseiten derartiger Reihen meist mit Teilen anderer Artikel bedruckt sind, die dann zerteilt würden. Wäre es nicht möglich, diese grundsätzlichen Dinge in Zukunft als Beilage Ihrer Zeitschrift oder zumindest auf beiderseitig vollständig damit bedruckten Blättern herauszubringen?

H.-D. N., Ilmenau

Wir danken Ihnen für Ihre Anregung, die wir allerdings nur zum Teil in die Tat umsetzen können. Wir stehen grundsätzlich auf dem Standpunkt, daß das Herauslösen von einzelnen Seiten aus unserer Zeitschrift ein Ausnahmefall bleiben soll. Es ist im Prinzip gleichgültig, ob Seiten aus einem Heft ausgeheftet oder ausgeschnitten werden. Das Heft ist auf alle Fälle unvollständig, wenn diese Seiten nicht von vornherein als nichtnumerierte Beilagen vorgesehen waren. Für derartige Beilagen sehen wir im Moment keine Notwendigkeit, noch dazu weil — in konsequenter Weiterführung des Gedankens — unsere Zeitschrift bald zum größten Teil aus Beilagen bestehen müßte, um allen Wünschen gleich gerecht zu werden!

*

Bereits seit 1953 bin ich Abonnent und Leser Ihrer Fachzeitschrift und möchte Ihnen mitteilen, daß Ihre Artikel und Beiträge auch dem Amateur gut verständlich sind. Vor allem die sauber gedruckten und übersichtlichen Schaltbilder möchte ich besonders erwähnen, da sich diese leicht lesen lassen.

H. W., Zittau

*

Ich besitze ein Tonbandgerät „BG 19-2", und habe mir darauf einen Löschkopf gebaut (nach einer in Ihren Heften veröffentlichten Bauanleitung). Die Löschung erfolgt einwandfrei. Was muß ich nun tun, um die Vormagnetisierung des Gerätes von C- auf CH-Band zu ändern?

E. Z., Dresden

Der VEB Meßgerätewerk Zwönitz, Entwicklungsstelle Berlin, teilte uns auf unsere Anfrage folgendes mit:

Bei Verwendung von CH-Band auf BG-19-Geräten ist es in erster Linie notwendig, den Vormagnetisierungsstrom um etwa 25% zu erhöhen; hierzu genügt es meist, den Trimmer C_{16} weiter einzudrehen, notfalls ist der hierzu parallelliegende Kondensator C_{28} etwas zu vergrößern.
Der Vorteil der Verwendung von CH-Band liegt allerdings nur im etwas höheren Pegel und dem damit günstigeren Fremdspannungsabstand. Die Entzerrung dieser Geräte ist für C-Band ausgelegt, d. h. alle Frequenzen über 7 KHz werden abgeschnitten und deshalb auch bei Verwendung von CH-Band nicht übertragen. Eine Änderung der Entzerrung ist ohne geeignete Meßmittel nicht möglich. Die Charakteristik des CH-Bandes bringt es jedoch mit sich, daß schon im Frequenzbereich bis 7 KHz die höheren Frequenzen bevorzugt werden. Um das auszugleichen, ist es ratsam, schon bei „Aufnahme" die Klangblende des Empfängers etwas dunkler einzustellen.

*

Zu dem Bild auf Seite 577 in unserem Heft 19 (1958) erreichte uns folgende Zuschrift vom Institut für Post- und Fernmeldewesen:

In dem oben bezeichneten Bild wurde von Ihnen eine elektronische Briefverteilmaschine der Britischen Postverwaltung gezeigt.
Als ein Institut, das ähnliche Anlagen entwickelt hat bzw. weiterentwickelt, zweifeln wir an der Richtigkeit der genannten Stundenleistung. Sie ist in jedem Fall zu gering angegeben. Leider sind exakte Stundenleistungen für elektronische Briefverteilmaschinen in der Literatur nicht vorhanden.
Tatsache ist aber, daß die nichtelektronische Briefverteilmaschine „Transorma", die in vielen kapitalistischen Ländern bekannt ist, mit einer Tastatur stündlich 3000 Briefe im Durchschnitt verteilt. Ferner dürfen wir Ihnen mitteilen, daß die vom Institut für Post- und Fernmeldewesen entwickelte Briefverteilmaschine auf eine Stundenleistung von etwa 5000 Sendungen kommen kann.

i. A. Dr. Hemming
Abteilungsleiter

Wir stimmen der Ansicht des Institutes für Post- und Fernmeldewesen zu, daß die in der Bildunterschrift angegebene Zahl zu niedrig ist. Unsere Überprüfungen ergaben jedoch, daß diese Zahl bereits auf der Originalfotografie aus England vermerkt war und bis jetzt von dort keine Berichtigung erfolgte. Da — wie aus dem Schreiben hervorgeht — keine Literaturangabe über die richtige Zahl vorliegt, sehen wir uns zur Zeit außerstande, diese zu veröffentlichen.

*

Zu verschiedenen Anfragen, die an uns gerichtet wurden, und in denen um Auskunft gebeten wurde, welche Anforderungen wir an die uns übersandten Manuskripte stellen, dürfen wir folgendes mitteilen:
Die Manuskripte sollen möglichst zweizeilig maschinengeschrieben sein. Bei den Skizzen legen wir Wert auf Vollständigkeit und hauptsächlich auf Richtigkeit, da Korrekturen in Zeichnungen nur noch schwer nachträglich berücksichtigt werden können. Die uns übersandten Skizzen brauchen nicht in Tusche ausgeführt zu sein, da sie bei uns sowieso noch einmal neu gezeichnet werden müssen. Bei Fotografien legen wir Wert auf gute (klischeefähige) Abzüge.
Für unverlangt eingesandte Beiträge besteht kein Anspruch auf Honorierung, wenn diese nicht gedruckt werden.
Besonderen Wert legen wir auf Manuskripte über Bauanleitungen für Geräte, die der Verfasser selbst ausgearbeitet und mit handelsüblichen Bauteilen ausprobiert hat. Selbstverständlich sind uns auch andere Beiträge willkommen.

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62—68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. DEZEMBERHEFT 24 | 1958
7. JAHRGANG

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Ing. HERBERT BUTTENBERG

Stereo — ein Geschäft?

Auf der Leipziger Herbstmesse 1958 wurden erstmalig in der Deutschen Demokratischen Republik Geräte und Schallträger zur Erzeugung einer stereofonischen Klangqualität gezeigt. In Westdeutschland erfolgte dies mehrere Monate früher; einige andere westliche Länder, vornehmlich England und die USA, waren der Bundesrepublik schon eine geraume Zeit vorangegangen. Dort befinden sich bereits Stereo-Wiedergabegeräte im Handel und man schickt sich an, diese auch zu exportieren. Da, wie der westliche Handel betont, vielfach sozialistische Länder zu seinem Absatzgebiet zählen [12] und da bekanntlich außer der Sowjetunion die Staaten des Friedenslagers bislang keine sonderliche Initiative auf dem Gebiet der Stereofonie gezeigt haben, liegt die Notwendigkeit auf der Hand, zur Erreichung eines kritischen Standpunktes die westlichen Erzeugnisse auf die bei ihnen zur Anwendung gekommenen technischen Verfahren hin zu untersuchen. Entscheidend für die Übernahme oder Ablehnung der in den Westländern mit viel Intensität betriebenen Einführung eines Stereoverfahrens muß und kann nur der kulturelle ästhetische Fortschritt sein, der sich mit dieser oder einer anderen Verfahrenslösung erreichen läßt. Diese Betrachtung soll dazu beitragen, einen solchen einheitlichen Standpunkt zu erringen.

Jeder mit technischen Mitteln verbundene Fortschritt beruht letzten Endes darauf, bestimmte technische Einzelheiten zu einer ausnutzbaren Reife entwickelt zu haben. So ist es auch bei der Stereofonie. Obgleich die Möglichkeit, zwei Tonspuren synchron aufzunehmen und wiederzugeben, schon seit über zwei Jahrzehnten durch das Tonbandgerät besteht und labormäßig auch damals verschiedentlich ausgeführt wurde, hat man sich erst heute auf Grund der Entwicklung der Stereoschallplatte zur Verkaufsreife entschlossen, den Stereowirbel, wie ein westberliner Fachhandelsorgan sich ausdrückt, zu entfachen [1]. Ohne Zweifel stellt die neue Platte mit ihrer Zweikomponentenschrift in 45°-Technik eine bedeutsame Errungenschaft dar. Den hierzu gehörigen Tonabnehmer zeigt Bild 1. Erfreulich ist weiterhin, daß sich mehrere Länder schnell auf diese Lösung geeinigt haben, obgleich recht unterschiedliche Lösungswege zu diesem Problem bestanden hatten. Eine so eindeutig gute Lösung sollten an derartigen Entwicklungen nicht beteiligte Länder vorbehaltlos und schnell übernehmen. Keine so vorbehaltlose Stellung kann man jedoch zu dem beziehen, was mit den nunmehr zur Verfügung stehenden zwei Tonspuren angefangen wird. In der Benutzungsart braucht man aber auch keineswegs mit dem zur Zeit Dargebotenen konform zu gehen. Der eine technische Neuerung nur Übernehmende befindet sich im Vorteil, da er sich diesen Fragen gründlich widmen kann, ganz besonders dann, wenn solche Entscheidungen in sozialistischen Ländern getroffen werden müssen, wo der kulturelle Fortschritt vor dem Geschäft, das ästhetische Bedürfnis vor dem Profit rangieren.

In einem Artikel zur Leipziger Herbstmesse [2] wurde bei der Popularisierung der Stereoschallplatte die Formulierung benutzt, daß Tiefe und Weite des Raumes „vorgetäuscht" werden sollen. Unwillkürlich drängt sich hier die Frage auf: Ist „Vortäuschen" das gleiche wie das Widerspiegeln natürlicher Verhältnisse? Grundsätzlich kann man sie wohl nur dahin beantworten, daß eine Widerspiegelung eine möglichst unveränderte Übertragung der bekannten physikalischen Einzelinformationen bedeuten muß. Durch die Anwendung bestimmter technischer Mittel kann im Gegensatz dazu ein Pseudoeindruck erzielt werden, für den das Wort „Vortäuschen" zutreffender ist.

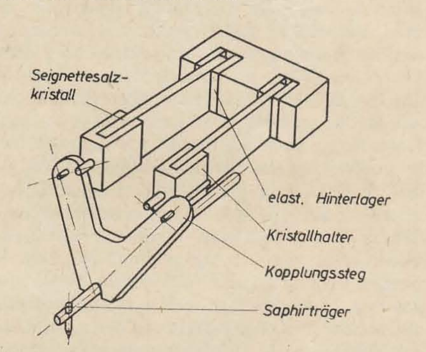


Bild 1: Tonabnehmer für das 45°-Abtastsystem der Firma Telefunken

Als physikalische Grundlage des stereofonen Hörens dient der sogenannte Ortungsvorgang, der sich aus der Bestimmung von Entfernung und Richtung zusammensetzt. Die Bestimmung der Richtung besteht weiterhin im Erkennen des Seitenwinkels und des Höhenwinkels. Unmittelbare physiologische Mittel zur Bestimmung dieser drei Komponenten gibt es nur für die Bestimmung des Seitenwinkels, gegeben durch unsere Zweiohrigkeit. Für die beiden anderen Komponenten des Ortungsvorganges stehen lediglich Erfahrungswerte zur Verfügung. Diese beruhen auf den gleichen physikalischen Elementen, wie sie für die Bestimmung des Seitenwinkels maßgebend sind, nur daß sie lediglich mittelbar auf die Empfindung einwirken können. Beim Orten werden Unterschiede für drei physikalische Grundelemente registriert: für die Phase (Laufzeitdifferenzen), für die Amplitude (Intensitätsunterschiede) und für die Klangfarbe (Frequenzgangveränderungen). Diese drei Elemente stehen ständig in ganz engen Wechselbeziehungen. Beispielsweise bewirken Phasenunterschiede durch Interferenz in bestimmten Frequenzgebieten Intensitätsunterschiede, und diese haben wiederum eine Veränderung der Klangfarbe zur Folge. Betrachtet man bei der Bestimmung des Seitenwinkels noch die einzelnen Frequenzgebiete, so verbleibt den unmittelbaren physiologischen Mitteln nur ein ganz kleiner Wirkungsbereich (300 bis etwa 1500 Hz). Unterhalb 300 Hz gibt es keine Ortungsmöglichkeit durch unsere zwei Ohren [3] und oberhalb 1000 Hz, wo es durch Interferenz laufend zu Abschwächungen ganzer Frequenzgebiete und zur Auslöschung bestimmter Frequenzen kommt [4], bleibt das Messen des Seitenwinkels überwiegend der Registrierung von Amplitudenunterschieden (Abschattung durch den Kopf) und damit von Frequenzgangveränderungen, folglich den Erfahrungswerten überlassen. Man kann also im Vergleich zu den Laufzeitunterschieden bei den Intensitätsunterschieden nicht mehr von einer objektiven Messung, sondern nur von einer subjektiven Beobachtung sprechen [5]. Experimente haben eindeutig ergeben, daß Intensitätsunterschiede nur grobe „Seitlichkeits"empfindungen vermitteln können und daß ein exakteres Messen

des Seitenwinkels den Laufzeitunterschieden vorbehalten ist.

Obgleich aus diesen nicht neuen Erkenntnissen die beziehungsreiche Wechselwirkung der physikalischen Grundelemente hervorgeht, betrachten die Propagandisten der zur Zeit in den USA und Westdeutschland angewandten Verfahren diese völlig losgelöst voneinander und kommen damit zu der angeblich „in der Praxis ausreichenden“ reinen Intensitätsstereofonie. Damit liegt man dort mehr beim „Vortäuschen“ als beim Widerspiegeln, denn die primäre Rolle der Laufzeitdifferenzen wird negiert und einer sekundären Erscheinung die alleinige Wirkungsmöglichkeit eingeräumt. Zwei Verfahrenswege sind bei dieser Intensitätsstereofonie angewendet worden: Nachdem die Versuche am künstlichen Kopf [4] wohl befriedigende Ergebnisse brachten, seine Anwendung in der Praxis wegen der notwendigen Übereinstimmung der beiden Kanäle aber kaum beherrschbare technische Anforderungen stellte, glaubte man, diesen Schwierigkeiten durch eine Vergrößerung des Effektes aus dem Wege gehen zu können. Die beiden Mikrofone wurden weit auseinandergerückt. Intensitätsunterschiede konnten sich in einem recht effektvollen „Seitlichkeits“empfinden auswirken. Abgesehen davon, daß bei zu großen Mikrofonabständen der Eindruck von zwei verschiedenen Räumen entstehen kann, entstand wegen der Überbetonung des Seitlichen stets ein schlechter Mitteneindruck bzw ein scheinbares Hin- und Herspringen der Schallquelle zwischen den beiden Lautsprechern. Ein drittes, das Mittenmikrofon, sollte hier Abhilfe schaffen. Bei Einspeisung in beide Seitenkanäle hätte es die bisherigen Mängel beseitigen können, wenn es nicht einen neuen Nachteil mit sich gebracht hätte: Es verwischte erheblich die Intensitätsunterschiede der Kanäle. Als Solistenmikrofon konnte es ebenfalls nicht benutzt werden, weil seine Abbildungsbreite praktisch der Gesamtbreite der beiden Lautsprecher entsprach, eine Erscheinung aus der Einkanaltechnik, die man mit der Stereofonie ja gerade überwinden wollte. Nunmehr sollte das entgegengesetzte Extrem aus dem Dilemma herausführen: Zwei Richtmikrofone (ein Nieren- und ein Achtermikrofon oder zwei gekreuzte Achtermikrofone) wurden möglichst dicht beieinander in ihren Empfangsrichtungen senkrecht zueinander angeordnet und derart zusammengeschaltet, daß sich von den Seitenrichtungen her jeweils entgegengesetzt gepolte Mikrofonspannungen ergaben. Durch diesen Aufbau werden Laufzeitunterschiede fast gänzlich ausgeschaltet. Der Mitteneindruck ist hierbei tadellos, jedes „Springen“ zwischen den Lautsprechern wird vermieden. Diese Anordnung bringt zwar dem Toningenieur durch eine einfache Bedienungsweise Vorteile, läßt ihm aber andererseits nur wenig Spielraum für sein Einfühlungsvermögen beim Aufbau klangreicher Komplexe. Trotzdem ist dieser Anordnung ein gewisser bleibender Wert beizumessen, wahrscheinlich als stereofones Solistenmikrofon in Verbindung mit anderen Übertragungssystemen, besonders aber auch deshalb, weil sie gestattet, ein- und zweikanalige Aufnahmen gleichzeitig durchzuführen.

Ohne Zweifel wurden zur Erzielung einer guten Empfindung von Seiteneindrücken Fortschritte gemacht, obgleich man dabei offensichtlich mehr zum Vortäuschen als zum Widerspiegeln gelangt ist. Dies kann auch nicht anders sein, wenn man sich von den drei Komponenten der akustischen Raumerfassung immer nur einer einzigen widmet, nämlich der Erfassung des Seitenwinkels. DieKomponenten Höhenwinkel und Entfernung fanden kaum Erwähnung.

In der Übertragungspraxis des Rundfunks, des Fernsehens und der Schallträger Film, Platte und Magnetband besteht ein ausschließliches Bedürfnis nach dem Widerspiegeln des in einem Aufnahmeraum vorhandenen akustischen Gesamtgeschehens. Dies nicht allein deshalb, weil man es bei der Reproduktion ausschließlich mit gedämpfteren Wiedergaberäumen, dem Wohnraum, den kleinen bis mittleren Kulturräumen und den Kinosälen (selbst den größten!) zu tun hat, sondern weil die unerschöpfliche Vielzahl der Varianten in der Eigenakustik der Wiedergaberäume bei der Aufnahme überhaupt nicht berücksichtigt werden kann. Beim Widerspiegeln kann es sich keineswegs nur um ein Hineinhören in den Originalraum handeln (etwa bloß um ein Feststellen, was „drüben los“ ist), sondern es muß unbedingt das Miterleben, das Miteinbezogensein in den Vorgang bieten [4].

Das hierzu benötigte Übertragungsverfahren muß die Forderung nach einer bequemen und erfolgreichen Überwindung der noch verbliebenen Eigenakustik des Abhörraums erfüllen. Betrachtet man unter diesen Gesichtspunkten die im Westen propagierten Aufnahme- und Wiedergabeverfahren, so ergeben sich dabei Resultate, die man bei hohen Forderungen an die Begriffe „Klangerlebnis“ und „Widerspiegelung“ ablehnen muß.

Das bei Schallplatte und Magnetband zur Zeit angewandte Zweikanalverfahren ist ausschließlich auf die Erweckung einer Empfindung für das Seitliche, für die Einschätzbarkeit des Seitenwinkels ausgerichtet, d. h. nur für eine von drei Komponenten der Raumempfindung. (Zur Bedeutung dieser Frage im Hörproblem wurde bereits früher Stellung genommen [4].) Es wird nun behauptet, daß auf Grund dieser Komponente das Klangbild außerordentlich an Durchsichtigkeit gewonnen habe. Dazu steht aber im Widerspruch, daß mit dem sogenannten B-Verfahren [4][1]), welches bekanntlich bewußt auf die Seitenkomponente verzichtet, bereits vor Jahren die gleiche Feststellung getroffen wurde. Ein Gewinn an Durchsichtigkeit ist zwar dem A-Verfahren der seitenbezogenen Stereofonie nicht abzustreiten [4]. Er beruht bei beiden Verfahren darauf, daß Laufzeitdifferenzen gebildet werden und daher ein Faktor zum Direktschall hinzutritt, der die physiologische Klangbildformung zuläßt. Beim A-Verfahren entstehen die Laufzeitdifferenzen zwischen den beiden (Seiten-)Mikrofonen, aber auf einer gegenüber dem B-Verfahren kurzen Entfernung, also mit einer entsprechend geringeren Wirkung. Da weiterhin die Abstrahlung im Wiedergaberaum nur aus einer Ebene heraus erfolgt und da die Laufzeitdifferenzbildung in zwei Richtungen, von der linken Orchesterseite zur rechten und umgekehrt, erfolgt, wird eine gewisse Diffusität erreicht, die aber im Klangzustand des Originalraums keine Parallelen hat. Das diffuse Schallfeld des Originalraums hat eben nicht nur eine einzige Entstehungsbasis, sondern deren unzählige, die Reflexionen. Wenn auch beim A-Verfahren diese Reflexionen von den zwei Mikrofonen mitaufgenommen werden, so sind sie doch wegen der Mikrofontechnik dieses Verfahrens, die in nur unbedeutendem Maße auf das Intensitätsverhältnis zwischen Primärschall und Reflexionen eingehen kann, viel zu schwach. Demzufolge kann man nicht aus einer Abstrahlungsebene heraus das Direktschallfeld und das diffuse Schallfeld gleichzeitig aufbauen, wenn man eine natürliche Wirkung erzielen will. Aus diesem Grunde sind im B-Verfahren diese beiden Funktionen voneinander getrennt worden. Sie werden aber nicht nur schlechthin übertragen, sondern in einem ganz bestimmten Verhältnis zueinander in Abhängigkeit von den akustischen Verhältnissen des Originalraums aufgenommen und weitergeleitet. Die Entstehungsbasis des diffusen Feldes ist wie auch beim A-Verfahren ein ganz bestimmter Mikrofonabstand, der jetzt erheblich größer ist, wobei vor allem aber die Verbindungslinie der Mirkofone nicht wie beim A-Verfahren quer, sondern in Richtung des natürlichen Hörens, zur Schallquelle hin liegt. Hierdurch und infolge der verschiedenartigen Wiedergabe (Hauptkanal direkt und Nebenkanal diffus) wird eine echte Tiefen- bzw. Entfernungsempfindung hervorgerufen, die erst den Begriff „Raumempfindung“ anzuwenden gestattet, eine Raumempfindung als wirkliche, wahrheitsgetreue Widerspiegelung des Originalraums. Durch diese Mikrofontechnik in Einheit mit der Abstrahltechnik bekommt man außerdem das Verhältnis Direktschall zu diffusem Schall intensitätsmäßig fest in die Hand, und man ist kaum noch den speziellen Eigenheiten der Wiedergaberäume ausgeliefert.

Aus der Verschiedenheit der diffusen Felder in den beiden Verfahren ergibt sich logischerweise, daß Durchsichtigkeit in beiden Fällen verschiedenes bedeutet. Doch sind diese Verfahren nicht die einzigen, mit denen sich „Durchsichtigkeit“ erreichen läßt: Vielen Tontechnikern ist beispielsweise die Wirkung bekannt, die entsteht, wenn beim gleichzeitigen Abhören vor und hinter dem Magnetband der günstige Umstand eintritt, daß die zu große Laufzeit zwischen den Köpfen des Tonbandgerätes durch einen langen Laufweg zum Primärlautsprecher gemildert wird. Ein Gewinn an Durchsichtigkeit ist hier nicht abzustreiten, obgleich hierbei der Primärschall später gehört und zum Aufbau des diffusen Feldes benutzt wird. Übrigens liegt der Versuch, das gleiche Klangbild zweimal mit Zeitdifferenz abzuspielen, schon fast drei Jahrzehnte zurück. Ultraphon hatte damals zwei Tonabnehmer in die gleiche Schallplattenrille gesetzt. Dies war natürlich eine zu grobe Lösung. Inzwischen hat Haas gelehrt, in welchen Zeitdifferenzen man dabei bleiben muß. Aber auch seit dieser Erkenntnis hat sich in der bisherigen Praxis keine technische Lösung auf dieser Basis durchsetzen können. Dies unterblieb nicht etwa wegen der praktischen Schwierigkeiten, sondern weil man erkannte, daß die aus zwei völlig gleichen Klangbildern gewonnene Durchsichtigkeit kein Weg zur natürlichen Schallwiedergabe ist. Daher ist es um so erstaunlicher, wenn heute in einigen Geräten westlicher Produktion unter dem Schlagwort „Konzerthallklang“ längst Abgetragenes wieder aufgetischt wird. Eine Entwicklung von Blaupunkt ist das Gerät „New York“ innerhalb der Truhenreihe „Philharmonische Hi-Fi-Raumklangserie“ [6]. Durch Abzweigung vom Hauptverstärker auf ein Druckkammersystem wird in einer 16 m langen Rohrleitung (s. Bild 2) eine Laufzeitdifferenz von 47 ms erzeugt. Die nun gewonnene Schallenergie wird nach Verstärkung über zwei Seitenlautsprecher senkrecht zur Hauptlautsprecherkombination nach links und rechts abgestrahlt. Wiedergabetechnisch kann diese Lösung immerhin als erster Schritt zum Aufbau eines diffusen Feldes bezeichnet werden, aber sie stellt natürlich keinen Nachhallerzeuger dar, dessen Wirkung, wie Blaupunkt behauptet, denen der besten Konzertsäle entspreche! 47 ms sind wahr-

Bild 2: Rückansicht der Truhe „New York“ der Firma Blaupunkt

[1]) Im folgenden wird entsprechend der unter [4] angegebenen Literaturquelle die seitenbezogene Zweikanalübertragung mit A-Verfahren, die abstandsbezogene Zweikanalübertragung (DWP 5780) mit B-Verfahren gekennzeichnet.

haftig noch kein Nachhall, andererseits werden sie bereits von kritischen Zuhörern als zweite Schallquelle empfunden, was unbedingt zu vermeiden ist. Abgesehen davon, daß das so produzierte diffuse Feld nicht dem Klangbild des diffusen Feldes im Aufnahmeraum entnommen ist, wird es mit Hilfe einer Schallenergie aufgebaut, die durch Absorption breiter Frequenzgebiete in dem Rohrleitungssystem gegenüber dem Original eine ganz bestimmte, stereotype Veränderung erfahren hat. Obgleich also gegenüber dem „3-D-Ton-"Verfahren eine stärkere Wirkung erreicht wird, kann man den neuen Lösungsweg nicht als einen Schritt zum natürlichen Hören werten.

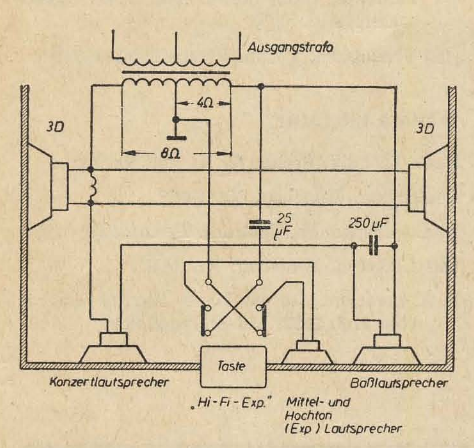


Bild 3: Nordmende, „Hi-Fi-Expanderschaltung" der Truhe „Othello"

Auf derselben Linie liegt eine Konstruktion von Nordmende, der „Hi-Fi-Expander". Dieser wird als ein Versuch bezeichnet, den Stereoeffekt auf einem billigeren Wege zu erzielen (s. Bild 3). Das gesamte Klangbild wird hier über fünf Lautsprecher verschiedener Charakteristiken in drei Richtungen abgestrahlt. Ein Mittel- und Hochtonlautsprecher ist umpolbar und wird beim Drücken der Expandertaste in Gegenphase zu den beiden übrigen Frontlautsprechern geschaltet. Direkt vor dem Gerät entstehen dadurch eine starke Nullstelle und in einiger Entfernung zwei kräftige Teilkeulen des Schalldrucks, ein Maximum und ein Minimum. Da sich nun für jede Frequenz diese Gegensätzlichkeit im Raum anders verteilt, wird eine Diffusität erreicht, die den subjektiven Eindruck einer irgendwo (!) im Raume befindlichen Schallquelle erweckt. Hierbei ist also keine der drei Raumkomponenten mehr zu empfinden. Trotzdem ist auch hier gegenüber dem „3-D-Ton"-Verfahren eine Steigerung in der Durchsichtigkeit des Gesamtklangbildes gegeben.

Wir sehen, wie unterschiedlich Grad und Charakter des diffusen Feldes und damit die Durchsichtigkeit sein kann. Es ist daher unverständlich, daß man im Westen diesen Tatsachen bei der Erzeugung der Seitenkomponente der Raumempfindung keinerlei Beachtung schenkt. Obgleich man z. B. bei Telefunken erkannt haben will, daß es für das Richtungshören im Prinzip unwesentlich sei, ob man die beiden Mikrofone rechts und links vom Orchester anordnet, oder ob mit einem Mikrofon hauptsächlich der direkte Klang und mit dem anderen die vom Raum reflektierten Schallwellen übertragen werden, oder ob zwei Mikrofone in einem Raumpunkt auf Intensitätsunterschiede reagieren [7], werden dort keine Schlußfolgerungen auf die Qualitäten der sich ergebenden diffusen Felder gezogen. Man entscheidet sich wegen der einfacheren technischen Möglichkeiten für Intensitätsstereofonie und erklärt, wenn man dem Fonogramm noch zusätzlich den richtigen Hall aufdrückt, alles für die volle Illusion der Anwesenheit im Konzertsaal getan zu haben [8].

Wahrhaftes und naturgetreues Widerspiegeln bedarf aber des Wissens vom Ursprung diffuser Felder in Wiedergaberäumen. Das erhellt insbesondere eine Betrachtung der Maßnahmen, zu denen westdeutsche Firmen wegen der Unzulänglichkeiten im Übertragungsverfahren gezwungen sind. Im schalltoten Raum ist bekanntlich die Fläche guter Hörsamkeit außerordentlich klein (hierzu s. Bild 4). In unseren ziemlich gedämpften Wohnräumen wird sie nicht viel günstiger. Deshalb kommt man hier nicht mit der Truhe allein aus, obwohl sie meist bereits fünf Lautsprecher, darunter einen Tieftonlautsprecher in der Mitte und je zwei Mittelhochtöner, enthält. Der Effekt ist nur dann vollkommen, wenn noch zusätzlich zwei Mittel-Hochton-Lautsprechergruppen möglichst mit je zwei Systemen im Raum richtig (!) plaziert werden. Das wäre nach den derzeitigen Erkenntnissen erst die „Vollstereoanlage", also ein kompletter Musiksalon oder ein — Wechsel auf das Geschäft. Nun haben aber Versuche gezeigt, daß bei Benutzung der Außenlautsprecher die Mittelhochtöner in der Truhe abgeschaltet werden müssen, um den Stereoeindruck nicht wieder zu verschlechtern. Das erfordert wiederum besondere Mittel (scharfe Trennung des Tiefenlautsprechers von den übrigen), was natürlich die Preisgestaltung weiter ungünstig beeinflußt. Die voraussichtliche Standardausführung enthält mit Rücksicht auf den Preis jedenfalls erhebliche Kompromisse in bezug auf den Seiteneindruck [9].

Für eine bessere Hörsamkeit in mittleren und größeren Räumen wird behauptet, daß sich die Hörfläche stark vergrößert, wenn die Abstrahlung durch nach außen gerichtete Lautsprechergruppen erfolgt, bei denen Intensität und Richtung entsprechend den Raumverhältnissen gut aufeinander abgestimmt sind (hierzu s. Bild 5). Es wurde festgestellt, daß hierbei, sofern die Innenlautsprecher für den Direktschall noch dominierend sind, ein Widerspruch zwischen der Abbildungsbreite und der Seitenwirkung auftritt. Sind die Innenlautsprecher aber nicht vorherrschend, so ist das ganze Verfahren ein offensichtlicher Schritt zum Nur-Diffusen. Das ist aber wiederum nach der heutigen Tendenz, unter der die Zweikomponentenschrift auf der Schallplatte und das Doppelspurtonband eingeführt werden, keine Stereofonie mehr. Das verwendete Wiedergabeverfahren ist ferner ein überzeugender Beweis dafür, daß man eben nicht aus einer einzigen Wiedergabeebene heraus den Wechselbeziehungen von Seitenwirkung und Diffusität gerecht werden kann.

Natürlich sind den Entwicklungslaboratorien viele dieser Widersprüche bekannt, und wo man ehrlich ist, spricht man auch nur von höchst überraschenden, attraktiven Effekten, die bei ihren Verfahren herauskommen. Um die Unzulänglichkeiten zu verdecken, spricht man jedoch im selben Atemzuge davon, daß „die Frage des musikalischen Erlebnisses unbeantwortet bleiben müsse, weil die Größe des individuellen Erlebnisses von der Intuition jedes einzelnen Menschen abhänge" [11]. Das ist jedoch eine grundsätzlich falsche, unwissenschaftliche Behauptung. Maßgebend ist doch das, was man dem Hörer anbietet, also die objektive Realität des Schallfeldes.

Bewußtsein, Intuition, Empfindungen sind einwandfrei sekundärer Natur, vollabhängig vom

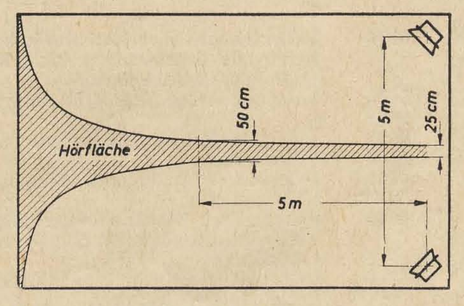


Bild 4: Hörfläche im schalltoten Raum

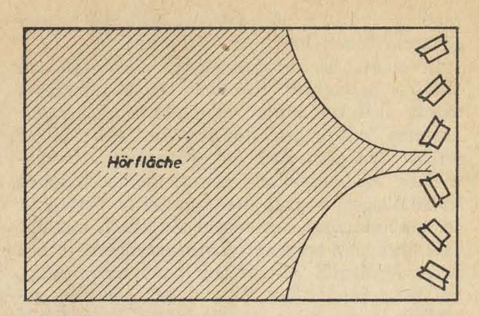


Bild 5: Hörfläche bei nach außen gerichteten Lautsprechergruppen

Klangzustand im Wiedergaberaum. Man erkennt hieraus ganz klar, zu welchen geistigen Verrenkungen der Techniker gezwungen wird, wenn er seine Erkenntnisse dem Streben nach Profit unterordnen muß. Naturgemäß sind Techniker in ihrer Handlungsweise Materialisten (im philosophischen Sinne). Ihre Unterordnung unter die kapitalistische Gesellschaftsordnung läßt sie jedoch immer wieder, wie auch in diesem Fall, in den philosophischen Idealismus abgleiten und in die Irre gehen. Dialektisch — also wissenschaftlich — an die Dinge heranzugehen, heißt stets, also auch bei der Stereofonie, alles im Zusammenhange zu betrachten und keine bereits gewonnenen Erkenntnisse auszulassen. Das bedeutet unter anderem hier die Zielsetzung, daß der Hörer sich seinen individuellen Gegebenheiten vollständig anpassen kann. Dazu bedarf es weiter nichts als der bewußten Trennung von Direktschall und diffusem Feld im Wiedergaberaum, beim Zweikanalverfahren zwar noch unter Verzicht des untergeordneten Seiteneffektes. Doch ist auch dies sicherlich nur eine Frage der Entwicklung — also der Zeit!

Damit ist die ganze Frage im eigentlichen Sinne eine gesellschaftspolitische. In Westdeutschland wird dem Streben nach Profit ein kultureller Mantel umgehängt. Wie wenig man dort geneigt ist, einem kulturellen Bedürfnis wahrhaft Rechnung zu tragen, bestätigt sich mit erschreckender Deutlichkeit dort, wo man zur künstlerischen Seite des Stereoproblems Stellung nimmt. Hier heißt es [10]: „Beethoven in Stereo? Nein! Calypso in Stereo? Ja! Ja! Ja!" Weil Jazzfreunde meist nur auf dasjenige Instrument hören, das sie lieben und weil sie also bei Stereo das Heraushören ihres Instruments besonders leicht haben, würde Stereo „den Umsatz in dieser Musiksparte ungeheuer fördern". Auch bei der Schlagermusik würde Stereo gegenüber Mono Favorit sein, wenn auch nicht ganz in dem Umfang wie beim Jazz. Weil es bei der künstlerisch eine Ebene höher stehenden Programmusik in erster Linie noch auf musikalische Effekte ankäme, würde auch diese Musikgattung durch Stereo noch sehr gefördert. Für die vorbeimarschierende Militärmusik aber „ist Stereo die vollendete Illusion der Wirklichkeit" (... bis alles in Scherben fällt!). Bei ihrer Stellungnahme zur Opernmusik treten dann die nur aufs Geschäft gerichteten Interessen der Unternehmer ans Tageslicht. Weil die menschliche Stimme an Ausdrucksfähigkeit und Dynamik (nanu?) jedes Musikinstrument weit überträfe, vertrage die Leistung des Künstlers einfach keine Steigerung. Jede technische Zugabe — und das sei schließlich Stereo — könne die Wirkung nur vermindern, und sie wäre hier eine „Sünde wider die Kunst". Beethoven und Mozart wirkten sowieso und bedürften daher ebenfalls des Stereoeffektes in keiner Weise. Denn um solche Musik musikalisch (wie denn sonst?) wiederzugeben, müsse man unbedingt eine „Hi-Fi"-Wiedergabeapparatur haben. Später also, wenn „HiFi" nicht mehr „geht", würde auch denen, die für ein Hobby das „Kleingeld" in der Tasche haben, „HiFi plus Stereo" zur Verfügung stehen, aber nötig sei das kaum, da Stereo ein zwar

recht attraktiver, aber eben kein künstlerischer Fortschritt sei (!).

Man sieht, die kaufmännische Fachwelt im Westen betrachtet die Sache recht nüchtern, macht sich von ihrem Gesichtskreis aus keine falschen Hoffnungen über den Wert des von ihr selbst erzeugten und so genannten „Stereowirbels" und bezeichnet das von den technischen Fachkollegen so groß herausgestellte Verfahren schlicht als eine „technische Zugabe", mit der sich eben nur begrenzt etwas anfangen — und Geld verdienen läßt. Wenn auch unfreiwillig, hat man damit ohne Zweifel ins Schwarze getroffen, zwar nicht in bezug auf Stereofonie schlechthin, doch sehr eindeutig in bezug auf das von ihnen propagierte Übertragungsverfahren, das den Weg zum natürlichen Hören nicht beschritten hat. Diese Kritik gilt nicht für bestimmte technische Einzelheiten, z. B. für die Zweikomponentenschrift und ähnliche, aber trifft voll auf das zur Zeit angewendete Übertragungsverfahren mit zwei Tonspuren zu.

Die Verfahren mit mehr als zwei Tonspuren, beispielsweise Cinemascope, sollen aus Platzmangel zu einem späteren Zeitpunkt untersucht werden. Eine prinzipielle Bemerkung kann man jedoch ohne weiteres vorweg nehmen:

Übertragungsmittel mit mehr als zwei Tonspuren bieten bekanntlich die Möglichkeit, verschiedene Verfahren miteinander zu kombinieren oder von einem Verfahren auf ein anderes zu wechseln, was dem Tonfilm eine starke Belebung verleihen kann. Das Zweikanal-A-Verfahren hat in dieser Beziehung keine Variante beim Hörspiel, das Zweikanal-B-Verfahren dagegen besitzt durch Veränderung des Mikrofonabstandes und des Intensitätsverhältnisses zwischen den Kanälen einen großen Variantenreichtum. Die reine Musikübertragung aber zwingt bei den handelsüblichen Schallträgern und hoffentlich bald auch beim Rundfunk und Fernsehen zu der Entscheidung, mit welchem Zweispurverfahren das größte Ausmaß einer natürlichen Widerspiegelung zu erreichen ist. Dies ist auch deshalb notwendig, weil mit der Einführung der Stereofonie noch weitere grundsätzliche Fragen zusammenhängen, wie die Forderung nach einer weiten Gestaltungsmöglichkeit des Klangbildes durch den Tonmeister oder den Toningenieur, die Frage des sogenannten Klangregisters und die der Tonmöbelgestaltung usw. Die Beurteilung, ob bei der Einführung der Stereofonie nur geringe oder doch schwerwiegende Hemmnisse zu überwinden sind, muß bei der Auswahl des Verfahrens voll in die Waagschale geworfen werden. Auf der übertragungstechnischen Seite bietet das B-Verfahren unbestreitbare Vorteile, nicht allein in bedienungstechnischer, sondern vor allem in ökonomischer Hinsicht. Beim Rundfunk braucht man nur einen Sender zusätzlich bzw. eine doppelte Modulation eines Senders. Amerika und England, die schon seit einiger Zeit stereofonische Sendungen versuchsweise übertragen haben, mußten entweder zwei neue Sender zur Verfügung stellen oder verzichteten zeitweilig auf die Abhörmöglichkeit vorhandener Einzelsender. Beim B-Verfahren aber bleibt der bisherige Hörerkreis voll im Genuß dessen, was er besaß, und der Kreis der Freunde von Stereofonie kann sich vollkommen unabhängig vom Abhören des Hauptkanals entwickeln und vergrößern. Es dürfte doch viel richtiger sein, zunächst einem wahrscheinlich sehr schnell anwachsenden Liebhaberkreis die Möglichkeit zu bieten, auf dem neuen Gebiete Erfahrungen zu sammeln, ehe die Industrie uniformierte Geräte herausbringt, die den vielfältigen individuellen Wünschen auf der Hörerseite niemals sofort gerecht werden könnten.

Diese und ähnliche Erwägungen sollten dazu beitragen, den Weg der stereoakustischen Übertragung prinzipiell festzulegen und den vielen daran beteiligten Sparten eine Generallinie zu geben. Diese Linie kann in sozialistischen Ländern durchaus eine andere sein als in den vom Kapitalismus beherrschten Ländern. Unsere volkseigenen Betriebe haben es doch wohl keineswegs nötig, zusammen mit westdeutschen Monopolfirmen eine Marktforschung über die Absetzbarkeit von Erzeugnissen zu betreiben, wie dies in einer Tageszeitung behauptet wurde [2].

Stereofonie muß und kann in der Deutschen Demokratischen Republik in kürzester Frist zu einer echten kulturellen Errungenschaft werden. Gerade in der Zeit, wo die Forderung von Kulturkonferenzen der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands nach den zweiten Abendprogrammen im Berliner Rundfunk und im Programm Radio DDR Wirklichkeit werden konnte, wo dem musikalischen Erbe und dem Gegenwartschaffen eine großzügige Entfaltungsmöglichkeit gegeben wurde, obliegt die Behandlung des Themas Stereofonie als vordringliche Aufgabe allen hierfür Verantwortlichen in Regierung und Fachkreisen.

Literatur

[1] Radio-Händler Nr. 15/58, S. 322.

[2] BZ am Abend vom 11. 9. 1958, Klingende Genüsse

[3] Telefunken, Techn. Pressedienst 1622, S. 2.

[4] RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9/58, S. 289.

[5] Radio-Mentor 6/58, S. 377 (Katzfei und Schröder).

[6] Blaupunkt, Techn. Pressebericht WEB Nr. 32.

[7] Telefunken, Techn. Pressedienst 328 A-d.

[8] Telefunken, Techn. Pressedienst 1622, S. 4.

[9] Radio-Händler Nr. 15/58, S. 324.

[10] Radio-Händler Nr. 11 u. 12/58, S. 248.

[11] Arbeitskreis der Deutschen Schallplattenindustrie, vom 12. 6. 1958; Die Stereoschallplatte.

[12] Telefunken, Techn. Pressedienst 370 A.

Weitere Literatur

Funk-Technik, Berlin, Nr. 11 und Nr. 12/58.

Funkschau, München, Nr. 13/58.

Radio-Electronics, USA und Kanada, July 1958.

Das Elektron, München, Nr. 3/58.

F. A. Loescher, Davos, Neue Zürcher Zeitung vom 7. 8. 1958, MS-Stereophonie.

NEUE STANDARDS

Wir werden von jetzt ab regelmäßig über neue Standards und TGL-Entwürfe berichten. Die Unterlagen werden uns freundlicherweise von der Zentralstelle für Standardisierung zur Verfügung gestellt. Wir möchten aber darauf hinweisen, daß die Veröffentlichungen keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben, sondern nur eine Auswahl aller Standards erfassen können.

Rechtsverbindlich erklärte Standards

verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II Nr. 19, Ausgabetag 30. 8. 1958

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Ablauf der Einführungsfrist	Registernummer	Bezugsnachweis
1	2	3	4	5	6	7	8
DK 621.39:621.315.2/.3				Isolierte Leitungen und Kabel für Fernmeldeanlagen			
TGL	4198	6.58	363	Fernmeldekabel und -leitungen; Mikrofonleitungen, konzentrisch	30. 9. 1958	4198	

Neue TGL-Entwürfe, veröffentlicht in der Zeitschrift „Standardisierung" Nr. 10 (1958)

TGL-Entwurf	Titel	„Standardisierung" Nr. 10 (1958) Seite
6508	Elektrische Nachrichtentechnik, Halbleiterdioden, Begriffsbestimmungen	2/2531
6548	Elektrische Nachrichtentechnik, Transistoren, Begriffsbestimmungen	2/2535
Neue TGL-Entwürfe, veröffentlicht in der Zeitschrift „Standardisierung" Nr. 11 (1958)		
6507	Elektrische Nachrichtentechnik, Lautsprecher mit Tauchspulenantrieb, Kennzeichen der Anschlüsse, Polarität	2/2899
6625 Bl. 1	Gepolte Relais, Begriffsbestimmungen	2/2900
6625 Bl. 2	Gepolte Relais, Hauptabmessungen, Ausführungen	2/2903
6625 Bl. 3	Gepolte Relais, Technische Lieferbedingungen	2/2907
6549	Elektrische Nachrichtentechnik, Magnetische Pulvereisenwerkstoffe, Werkstoffeigenschaften	2/2909
6815	Elektrotechnik, Spulentränklacke, Technische Lieferbedingungen	2/3012

Dr. L. KLINKER, Observatorium für Ionosphärenforschung, Kühlungsborn

Die Bedeutung der künstlichen Erdsatelliten für die Erforschung der hohen Atmosphärenschichten

Die im Internationalen Geophysikalischen Jahr vereinigte Forschungstätigkeit von Wissenschaftlern aus aller Welt erlebte mit dem Start des ersten künstlichen Erdsatelliten in der Sowjetunion einen ihrer Höhepunkte. Abgesehen von der rein technischen Bedeutung der Tatsache, daß es damit zum ersten Male gelungen ist, das Schwerefeld der Erde zu überwinden, und abgesehen von den Perspektiven, die sich hieraus für die Erschließung des Weltenraumes durch den Menschen ergeben, hat der Start von Sputnik 1 und weit mehr noch der seiner größeren und besser ausgerüsteten Nachfolger, Sputnik 2 und 3, die Möglichkeit zu völlig neuartigen Untersuchungsmethoden für die äußersten Schichten der Erdatmosphäre, die sich bislang der direkten Beobachtung entzogen, geliefert. Dasselbe gilt, wenn auch in geringerem Maße, für die inzwischen auf ihre Bahn gebrachten amerikanischen Satelliten.

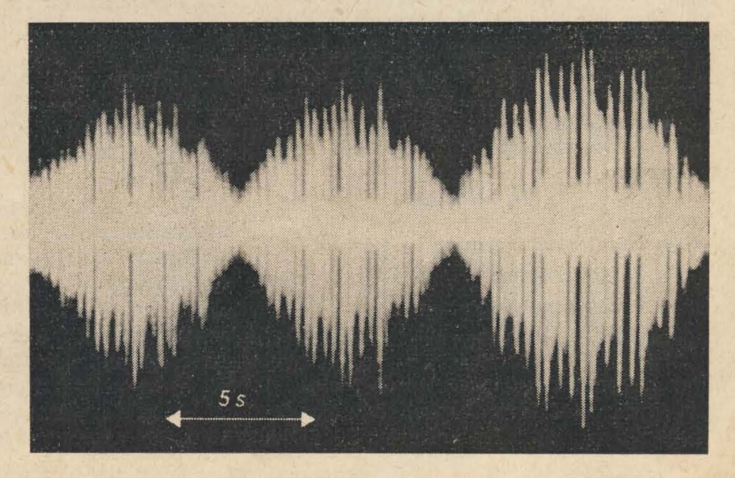
Die irdische Atmosphäre schirmt bekanntlich die Erdoberfläche gegen eine Reihe von kosmischen Einflüssen, wie z. B. die energiereiche Ultraviolettstrahlung der Sonne, die Primärkomponente der kosmischen Strahlung und den Einfall von Meteoriten ab und ermöglicht damit überhaupt erst das Leben auf der Erde. Gleichzeitig hindert sie uns aber daran, diese Erscheinungen in ihrer ursprünglichen Form zu beobachten. Nur die indirekten Folgen, die sich aus ihrer Wechselwirkung mit den hochatmosphärischen Gasen für die Funkwellenausbreitung und andere von der Erde beobachtbare geophysikalische Effekte ergeben, waren bisher meßbar. Bei ihrer Deutung ist man jedoch oft noch auf nur schwer überprüfbare Hypothesen angewiesen. Wenn auch schon frühzeitig versucht wurde, mit bemannten und unbemannten Ballonen und später mit Raketenaufstiegen wenigstens einen Teil der Atmosphäre unter sich zu bringen, um diese primären Effekte soweit wie möglich zu erfassen, sind die Ergebnisse bis heute immer noch recht lückenhaft, da entweder die Gipfelhöhen dieser Messungen nicht ausreichend waren oder nur eine sehr kurze Zeit für die Beobachtungen zur Verfügung stand. Im Gegensatz zu diesen Meßverfahren zeichnen sich die künstlichen Satelliten dadurch aus, daß sie über längere Zeiträume in sehr großen Höhen verbleiben und damit eine kontinuierliche Messung ermöglichen. Ein gewisser Nachteil besteht allerdings darin, daß es bislang nicht möglich ist, den Satelliten oder jedenfalls Teile von ihm unbeschädigt zur Erdoberfläche zurückzubringen. Man muß deshalb sämtliche Meßwerte durch Funksignale an eine Bodenstation übermitteln. Die technischen Grundlagen für die automatische Übertragung der Informationen wurden bereits bei der Technik der unbemannten Ballonaufstiege gelegt und im Zuge der allgemeinen Entwicklung der modernen Fernwirktechnik soweit verbessert, daß heute eine Fülle von Beobachtungsergebnissen über den gleichen Frequenzkanal übermittelt werden kann. Auch die Steuerung der Satellitenrakete auf ihre Bahn, die auf ein Grad genau eingehalten werden muß, fällt bekanntlich in das Gebiet dieser Technik.

Die Auswertung der so übertragenen geophysikalischen Messungen, die sich bei Sputnik 3 bekanntlich auf die Primärkomponente der kosmischen Strahlung, den Luftdruck, die Elektronenkonzentration, das äußere Erdmagnetfeld und andere Größen erstreckt, ist natürlich nur den Staaten möglich, die diese Trabanten gestartet haben und die dementsprechend über die notwendigen Eichunterlagen für die Auswertung der Funksignale verfügen. Bei der Fülle des anfallenden Materials wird deren wissenschaftliche Auswertung geraume Zeit in Anspruch nehmen. Erste Teilergebnisse zeigen aber bereits, daß es zu einer grundlegenden Erweiterung unserer bisherigen Vorstellungen von dem die Erde umgebenden Raum führen wird.

Darüber hinaus ist es aber auch den Wissenschaftlern in allen Ländern der Welt möglich, direkten Nutzen für ihre Forschungsarbeit aus dem Satellitenprogramm zu ziehen. Neben den unmittelbar übertragenen Meßwerten liefert die Beobachtung der Radiosignale der Satelliten weitere Aufschlüsse über die Struktur der Hochatmosphäre bis zu Höhen von 2000 km. Dabei wird ein Bereich erschlossen, der sich an die bisher erforschte Ionosphäre (60 bis 400 km) anschließt und der bereits den Übergang zum interstellaren Raum bildet. Aus dieser Schicht, der sogenannten Exosphäre, war bisher durch experimentelle Untersuchungen nur wenig bekannt, da sie den Radiobeobachtungen von der Erde her nicht zugänglich ist. Die Kurzwellen, die man zur Beobachtung der Ionosphäre mit Hilfe von Echolotungen [s. K. Sprenger, „Ionosphäre und Rundfunkempfang", DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 12 (1953) S. 354] einsetzt, werden entweder in Höhen unterhalb 500 km reflektiert oder gelangen nach Durchdringen der Ionosphäre nicht mehr zur Erde zurück. Neben mehr oder weniger spekulativen theoretischen Vorstellungen über den Aufbau dieser Schicht sind erst in jüngster Zeit von seiten der Radioastronomie erste Ansätze zur Erforschung dieser Höhen mit Hilfe der aus dem Weltenraum in die Erdatmosphäre eindringenden Radiostrahlung im cm- bis m-Wellenbereich gemacht worden. Auch die Beobachtung eines besonderen Ausbreitungsphänomens im Bereich der Längstwellen, der sogenannten „Whistler", liefert gewisse Anhaltspunkte. Diese Whistler entstehen als atmosphärische Knackstörungen bei Gewittern und breiten sich längs der Kraftlinien des erdmagnetischen Feldes aus, wobei sie bis zu Entfernungen von einigen Erdradien gelangen. Vorbedingung für ihr Auftreten ist eine ausreichende Elektronenkonzentration längs ihres gesamten Ausbreitungsweges, die weit höher ist, als man bisher angenommen hat.

In den Sendern der künstlichen Satelliten hat man nun erstmalig eine Radioquelle von definierter Frequenz und Polarisation, deren Standort sich genau berechnen läßt und die sich innerhalb der Exosphäre befindet. In einem späteren Abschnitt soll darauf eingegangen werden, wie man aus Ausbreitungsuntersuchungen mit Hilfe dieser Radioquelle die bisherigen Erkenntnisse über die äußersten Schichten der Erdatmosphäre erweitern kann.

Zunächst soll aber eine weit elementarere Aufgabe der Satellitensender erläutert werden. Nach dem Start eines künstlichen Erdtrabanten stellt sich vor allem anderen die Aufgabe, seinen jeweiligen Standort, d. h. seine Bahnelemente, so schnell



Charakteristisches Faraday-Fading auf der Frequenz 20 MHz

wie möglich in erster Annäherung zu bestimmen, um festzustellen, ob der Start überhaupt gelungen ist, d. h., ob der Satellit seine vorausberechnete Bahn eingeschlagen hat. Gleichzeitig sind erste überschlägige Schlußfolgerungen über seine Lebensdauer zu ziehen. Erst wenn man eine grobe Übersicht über die Bahnelemente erlangt hat, kann man mit Aussicht auf Erfolg die visuellen Beobachtungen aufnehmen, deren weitere Aufgabe es ist, exakte Beobachtungsdaten für eine genaue Bahnberechnung zu liefern. Bei kleineren künstlichen Erdsatelliten, die das Sonnenlicht nicht in ausreichendem Maße reflektieren, wie bei den amerikanischen Erdtrabanten, ist die Radiobeobachtung überhaupt die einzige Möglichkeit, um zu einer Standortbestimmung zu kommen. In diesem Fall müssen besonders richtungsscharfe Empfangssysteme verwandt werden.

Bei der Bahnbestimmung der Satelliten mit Hilfe von Radiobeobachtungen verwendet man verschiedene Methoden, die in geeigneter Form miteinander kombiniert werden. Die einfachste ist die reine Feldstärkenbeobachtung, aus der schon grobe Schlüsse auf die Umlaufzeit und den Verlauf der Bahn gemacht werden können, da bei den relativ hohen Frequenzen der Satellitensender die Ausbreitung durch die Ionosphäre annähernd gradlinig verläuft und merkliche Feldstärken nur erhalten werden, solange sich der Satellit innerhalb der optischen Sicht befindet. Hierbei sind die höheren Frequenzen, wie sie bei den amerikanischen Trabanten im Bereich von 108 MHz verwandt werden, an sich zwar besser geeignet, jedoch erweisen sich für die gleichzeitige Untersuchung der Struktur der Hochatmosphäre die niederen Frequenzen der sowjetischen Satelliten von 20 und 40 MHz insgesamt als weit günstiger. wie aus einem späteren Abschnitt hervorgehen wird. Diese Frequenzen konnten von sowjetischer Seite gewählt werden, weil bei der Größe der eingesetzten Trabanten die Möglichkeit einer visuellen Beobachtung besteht.

Weit genauere Ergebnisse als die reine Amplitudenbeobachtung liefert die Messung des Dopplereffektes. Bei den hohen Geschwindigkeiten der Satelliten von etwa 8 km/s tritt eine merkliche Frequenzverschiebung des ausgesandten Signals auf, deren Größe und Vorzeichen davon abhängen, wie schnell sich der Satellit auf den Beobachtungsort zu bzw. von ihm weg bewegt. Maßgebend ist hierbei die Radialgeschwindigkeit, d. h. die Geschwindigkeit, mit der sich die Länge des Verbindungsstrahles zwischen Satellit und Empfangsort ändert. Für die Frequenzverschiebung gilt folgende Beziehung:

$$\Delta f/f = v_r/c$$

Δf = Frequenzänderung
f = Sendefrequenz
c = Lichtgeschwindigkeit
v_r = dr/dt = Radialgeschwindigkeit

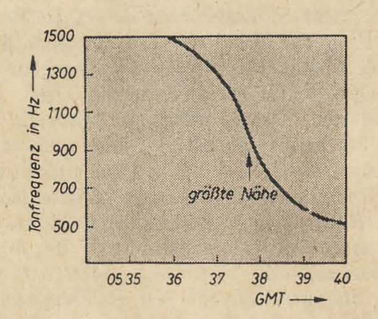
Der gesamte Frequenzhub von f plus Δf bis f minus Δf liegt also bei einer Sendefrequenz von 20 MHz bei etwa 1000 Hz.

Aus dem zeitlichen Verlauf der Dopplerfrequenz kann man nun bestimmen, wann der Satellit die größte Nähe zum Beobachtungsort erreicht, da dann die Frequenzänderung durch den Dopplereffekt Null wird. Praktisch erhält man diesen Zeitpunkt dadurch, daß man den zeitlichen Verlauf der Empfangsfrequenz aufzeichnet und den Wendepunkt dieser Kurve bestimmt. Außerdem kann man aus der Steilheit im Wendepunkt die Radialentfernung bei größter Nähe bestimmen. Auf diese Art erhält man durch die Zusammenarbeit mehrerer Stationen bereits recht genaue Bahnelemente.

Eine erste Bahnbestimmung ermöglicht schließlich auch die unmittelbare Anpeilung der Satelliten von mehreren Stationen nach dem bekannten Adcockprinzip.

Alle drei Verfahren erleichtern nun die genaueren und bequemeren optischen Beobachtungen, die dann eine exakte Berechnung der Bahnelemente gestatten. Aus deren zeitlichen Änderungen lassen sich eine Reihe von interessanten Aufschlüssen sowohl über die Luftdichte in bisher nicht erschlossenen Höhen als auch über das Gravitationsfeld der Erde und damit über die Massenverteilung (Abplattung und andere Unregelmäßigkeiten) derselben gewinnen.

Unter dem bremsenden Einfluß der äußeren Lufthülle der Erde, deren Dichte in den fraglichen Höhen bereits geringer ist als die in einem künstlichen irdischen Hochvakuum, verliert der Satellit besonders im Perigäum (erdnächster Punkt seiner Bahnellipse) langsam an Geschwindigkeit. Dadurch schrumpft die Bahnellipse immer mehr zur Kreisform zusammen und ihre große Halbachse wird kleiner. Unter Abnahme seiner potentiellen Energie verringert sich so die mittlere Entfernung des



Verlauf der Dopplerfrequenzkurve beim 351. Durchgang von Sputnik 3 am 10. Juni 1958

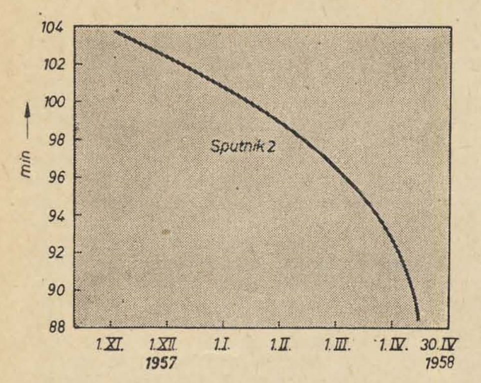
Satelliten von der Erde, d. h., der bei einem Umlauf zurückzulegende Weg wird kleiner, so daß sich auch die Umlaufzeit des Satelliten ständig verringert, bis er schließlich bei einer Umlaufzeit von etwa 88 Minuten auf einer spiralförmigen Bahn abstürzen wird. Aus der Änderung der Umlaufzeit kann damit auf die Größe der bremsenden Kraft, d. h. auf die Luftdichte geschlossen werden. Unter den besonderen Bedingungen der sehr geringen Luftdichten in diesen Höhen ist dabei die näherungsweise Berechnung des Luftwiderstandes relativ einfach, was bei einer Bewegung von mehrfacher Schallgeschwindigkeit in den tiefen Schichten der Atmosphäre durchaus nicht der Fall ist.

Die unregelmäßige Massenverteilung der Erde führt dazu, daß sich die Bahnebene der Satelliten relativ zum Fixsternhimmel dreht. Aus der Größe dieser Präzessionsbewegung, die ebenfalls aus den optischen Beobachtungen und den Radiobeobachtungen bestimmt werden kann, lassen sich dann entsprechende Rückschlüsse auf die Erdabplattung ziehen. Außerdem ändert sich die geografische Breite des erdnächsten Punktes der Bahn laufend (Absidendrehung), was ebenfalls in komplizierter Weise mit der Abplattung und anderen Unregelmäßigkeiten der Erde in Verbindung steht.

Weitere Aufschlüsse über den Aufbau der höchsten Atmosphärenschichten liefert nun die direkte Untersuchung des empfangenen Signals. Insbesondere dürfte das sogenannte Faraday-Fading für diese Zwecke von besonderer Bedeutung sein. Diese Erscheinung zeichnet sich von anderen Schwundvorgängen durch ihren regelmäßigen und gesetzmäßigen Charakter aus. Ihre Periode liegt in der Größe von einigen Sekunden. Nach unseren heutigen Vorstellungen liegt dem Faraday-Fading eine Drehung der Polarisationsebene der vom Sputniksender abgestrahlten elektromagnetischen Wellen zugrunde. Eine Deutung dieser Erscheinung liefert die magnetionische Theorie. Wenn man die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle in einem ionisierten Medium, das sich unter dem Einfluß eines Magnetfeldes befindet, betrachtet, so kann man zeigen, daß lediglich zwei ganz bestimmte elliptische Polarisationen ungestört übertragen werden. Für die Ausbreitung in Richtung des Erdmagnetfeldes sind dies die beiden zirkularpolarisierten Wellen, wobei sich die linksdrehende mit einer anderen Geschwindigkeit fortpflanzt als die rechtsdrehende. Nun kann man bekanntlich eine linearpolarisierte Welle in zwei zirkularpolarisierte Wellen von entgegengesetztem Umlaufsinn zerlegen und umgekehrt zwei zirkularpolarisierte Wellen gleicher Amplitude wieder zu einer linearpolarisierten zusammensetzen. Nehmen wir nun an, daß der Sputnik eine Welle aussendet, die z. B. in vertikaler Richtung linearpolarisiert ist und denken uns diese Welle auf ihrem Ausbreitungsweg in zwei zirkularpolarisierte Wellen zerlegt, die dann am Empfangsort nach Durchlaufen der ionisierten Gebiete der Atmosphäre wieder zusammengesetzt werden. Infolge der verschiedenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten wird die eine der beiden zirkularen Wellen in ihrer Phase gegenüber der anderen abweichen, so daß die resultierende linearpolarisierte Welle nunmehr eine andere Polarisationsebene besitzt als die ausgesandte.

Diese Betrachtungen gelten zunächst für Ausbreitungen in Richtung des Erdmagnetfeldes, wenn also die Blickrichtung zum Satelliten mit der Richtung des Erdmagnetfeldes zusammenfällt. Für den allgemeineren Fall, daß beide einen Winkel miteinander einschließen, sind die Verhältnisse zwar etwas komplizierter, im wesentlichen ergeben sich aber dieselben Ergebnisse wie zuvor. Bei der Bewegung

des Satelliten auf seiner Bahn ändert sich nun der Winkel, den die Ausbreitungsrichtung mit dem Erdmagnetfeld bildet, und außerdem auch die Länge der von den elektromagnetischen Wellen in den ionisierten Schichten durchlaufenen Strecke. Damit ändert sich aber auch der



Änderung der Umlaufgeschwindigkeit von Sputnik 2 während seiner Flugzeit vom 3. November 1957 bis 14. April 1958

Phasenunterschied zwischen den beiden zirkular- (im allgemeinen Fall elliptisch-) polarisierten Wellen und damit die Polarisationsebene der ankommenden Welle, Wird diese nun mit einer normalen Stab- oder Langdrahtantenne empfangen, so wird letztere nur durch die Komponente des elektrischen Feldes in Richtung der Antenne erregt. Infolge der dauernden Drehung der Polarisationsebene der einfallenden Welle ändert sich diese Komponente aber stetig, so daß am Empfängerausgang eine stetige Fluktuation des Empfangsfeldes nach Art einer Fadingerscheinung registriert wird. Der Name Faraday-Fading rührt von einer im Prinzip gleichen Erscheinung, dem Faraday-Effekt, her. Wenn man nämlich einen durchsichtigen Körper einem Magnetfeld aussetzt und ihn dann in Richtung des Magnetfeldes mit linearpolarisiertem Licht durchstrahlt, erhält man ebenfalls eine Drehung der Polarisationsebene. Die Feststellung der Drehung erfolgt auf ähnliche Weise wie zuvor. An Stelle der linearpolarisierten Empfangsantenne tritt hier ein Nicholsches Prisma, das nur eine Polarisationsrichtung durchläßt.

Die Größe der Drehung hängt nach dem Vorhergesagten von dem Unterschied der Ausbreitungsgeschwindigkeiten der beiden zirkularpolarisierten Wellen und der Länge des Ausbreitungsweges im ionisierten Medium ab. Es soll an dieser Stelle nicht die komplizierte Formel für die beiden Brechungsindizes, die die Ausbreitung beeinflussen, gebracht werden. Aus den umfangreichen theoretischen Ableitungen erhält man als Endergebnis eine relativ einfache Formel, die besagt, daß der Drehwinkel proportional der gesamten Elektronenkonzentration auf dem Ausbreitungsweg ist. Der Proportionalitätsfaktor hängt von der verwendeten Wellenlänge, der Intensität des erdmagnetischen Feldes und dem Winkel zwischen ihm und der Ausbreitungsrichtung ab.

Aus der Fadinggeschwindigkeit, die ja der zeitlichen Änderungsgeschwindigkeit des Drehwinkels der Polarisationsebene entspricht, kann man daher bei bekannter Bahn auf die Gesamtelektronenkonzentration längs des Ausbreitungsweges schließen, die über einfache trigonometrische Beziehungen mit der Gesamtelektronenzahl in einer senkrechten Säule von definiertem Querschnitt, die sich bis zur Flughöhe des Sputniks erstreckt, verknüpft ist.

Da sich bei der elliptischen Bahn der Satelliten deren Flughöhe ständig ändert (bei Sputnik 3 ursprünglich zwischen 250 km bis zu 1900 km), hofft man, auf diese Weise erstmalig auch die Elektronenkonzentration in den verschiedenen Höhen der Exosphäre zu erhalten. Mit Hilfe der bisher zur Untersuchung der hohen Atmosphärenschichten eingesetzten Echolotungen war das nicht möglich, da sich diese nur bis zum Ionisationsmaximum im Bereich der F_2-Schicht erstrecken. Die praktische Auswertung der Beobachtungen des Faraday-Fadings erfordert allerdings recht umfangreiche und zeitraubende Rechenarbeiten, so daß zusammenfassende Ergebnisse erst in späterer Zeit zu erwarten sind. Erste Untersuchungen zeigen jedoch, daß die Elektronenkonzentration in der Exosphäre weit höher ist, als man bisher angenommen hat. Wie einleitend betont, führte die Deutung des Whistlerphänomens zu ähnlichen Schlußfolgerungen.

Am Observatorium für Ionosphärenforschung Kühlungsborn werden die Radiobeobachtungen seit dem Start des Sputnik 3 durchgeführt (s. das Titelbild mit der oszillografischen Darstellung der Funkzeichen von Sputnik 3 bei großer zeitlicher Auflösung). Je nach den ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen werden täglich sechs bis zehn Durchgänge beobachtet. Bei der Fülle des anfallenden Materials und der Neuartigkeit dieser wissenschaftlichen Untersuchungsmöglichkeit, deren weitere Probleme im Augenblick noch nicht voll übersehen werden können, erweist es sich als zweckmäßig, zunächst soviel wie möglich von der übertragenen Information zu speichern, um daraus dann später die geeigneten Meßwerte entnehmen zu können. Als geeignetes Mittel hierfür bietet sich die Tonbandaufzeichnung an, die eine fast originalgetreue Reproduktion der ursprünglichen Information erlaubt, im Gegensatz zu normalen Registrierungen, die nur einen Teil festhalten können. Um auch die Dopplerfrequenzkurven falls nötig nachträglich noch einmal auswerten zu können, wird während der Aufnahme die Frequenzeinstellung des Empfängers nicht geändert, so daß aus der Höhe des Überlagerungstones jederzeit die Dopplerverschiebung ermittelt werden kann.

Außer auf 20 MHz wird bei den Nahdurchgängen des Satelliten auch die erste Oberwelle des Senders auf 40 MHz mitgeschnitten. Diese Frequenz wird durch die Ionosphäre wesentlich weniger stark beeinflußt, so daß man aus dem Vergleich der beiden Registrierungen auf 20 und 40 MHz zusätzliche Möglichkeiten zur Untersuchung der ionisierten Schichten der Hochatmosphäre gewinnen kann.

Insbesondere lassen sich durch diese ergänzenden Messungen aber Effekte, die durch Rotation des Sputniks und seiner Antennen entstehen, von rein ionosphärisch bedingten trennen. Bei sonst gleichen Bedingungen ist nämlich die Periode des Faraday-Fadings proportional dem Quadrat der untersuchten Wellenlänge.

Die hier skizzierten Auswertmöglichkeiten der Radiobeobachtungen von künstlichen Erdsatelliten sind sicher noch nicht vollständig, da die wissenschaftliche Verarbeitung erst im Anlaufen ist und sich erfahrungsgemäß aus jeder neuartigen wissenschaftlichen Untersuchungsmethode erst aus der Praxis heraus noch weitere Fragestellungen ergeben. Insgesamt läßt sich aber schon heute sagen, daß den künstlichen Erdsatelliten für die weitere Erforschung der Hochatmosphäre eine entscheidende Rolle zukommt.

AUS DER NORMENARBEIT

DIN 41318, Entwurf vom Juli 1958.

Gepolte Elektrolytkondensatoren 250 und 350 V_ für gedruckte Schaltungen, Lötstiftanschlüsse, rauhe Anoden.

DIN 41319, Entwurf vom Juli 1958.

Gepolte Elektrolytkondensatoren 250 und 350 V_ für gedruckte Schaltungen, „snap in"-Anschlüsse, rauhe Anoden.

Für die Bestückung gedruckter Leiterplatten werden im Ausland und auch in Westdeutschland bereits speziell für diesen Anwendungszweck entwickelte Elektrolytkondensatoren verwendet.

Die genannten Normenentwürfe legen die Abmessungen für Elektrolytkondensatoren für gedruckte Schaltungen fest.

DIN 41318 behandelt die Ausführung mit Lötstiftanschlüssen für Befestigung und Stromzuführung. Diese Anschlußstifte entsprechen ihrer Ausführung und ihren Mittenabständen der in

DIN 40801 festgelegten Rastergrundnorm. Durch Verlöten im Tauchlötverfahren oder einfaches Einlöten mit dem Kolben wird die erforderliche Standfestigkeit für den Kondensator erzielt. Außerdem lassen sich die Befestigungsstifte noch umbiegen.

Kondensatoren nach DIN 41319 sind mit „snap in"-Anschlüssen ausgeführt. Beim Einrasten der Kontaktfedern in die hierbei notwendigen quadratischen Durchbrüche der Leiterplatte legen sich die Außenseiten der Federn an die Außenkanten der Durchbrüche auf der metallisierten Seite, so daß ein einfaches Verlöten möglich ist.

In beiden Fällen lassen sich schadhafte Kondensatoren ohne Beschädigung der Leiterplatte durch Auflöten der Anschlüsse leicht auswechseln.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **60 000 Seiten aus sowjetischen** wissenschaftlichen und technischen Zeitschriften werden in den USA jährlich ins Englische übertragen. Dabei werden 53 sowjetische Zeitschriften vollständig und 4 teilweise übersetzt. Hinzu kommen 4 ausführliche Übersetzungen sowjetischer Referate wissenschaftlicher Veröffentlichungen. Diese Übersetzungen werden auf Wunsch amerikanischer wissenschaftlicher Vereinigungen und Universitäten vorgenommen und teilweise von staatlichen Organen, wie der National Science Foundation, dem Forschungsbüro der Marine und der Atomenergiekommission, finanziert.

▼ **Die Vereinigte Arabische Republik** erhielt kürzlich von Siemens 24 Kurzwellensender mit Leistungen zwischen 1 und 30 kW. Damit besitzt die VAR eine der größten Funkstationen des Nahen und Mittleren Ostens.

▼ **Eine gemeinsame Richtfunkstrecke** zwischen Wien und Budapest wurde von den Postverwaltungen Österreichs und der Volksrepublik Ungarn in Betrieb genommen.

▼ **Der Fernsehsender Lingen/Ems,** der im Band IV arbeitet, soll bis Ende des Jahres seinen regulären Betrieb aufnehmen. Ein zweiter Sender im Band IV, der Sender Aachen-Stolberg, ist Ende Oktober in Erprobung gegangen. Der Sender Aachen-Stolberg ist von der Standard Elektrik Lorenz AG gebaut worden, der Sender Lingen/Ems von Rohde & Schwarz.

▼ **Der zweite Fernsehumsetzer** der DDR ist, wie ADN mitteilt, vom VEB RAFENA-Werke fertiggestellt worden und wird bei Sonneberg in Thüringen errichtet. Der erste Umsetzer des gleichen Werkes war Anfang August auf dem Hochwald bei Zittau aufgestellt worden und hat sich seither gut bewährt.

▼ **Auf der 5. Internationalen Fachmesse** „Moderne Elektronik" in Ljubljana (Jugoslawien) im November dieses Jahres, die Erzeugnisse der Rundfunk-, Fernseh- und Meßtechnik ausstellte, trat die Sowjetunion als größter Aussteller auf. Ihre Exponate, darunter ein Kleinstempfänger mit Transistoren und ein Modell des zukünftigen 500 m hohen Fernsehsendeturms von Moskau, waren zuvor auf der Brüsseler Weltausstellung gezeigt worden. Die zweitgrößte Ausstellungsfläche war von der DDR belegt worden, die insbesondere Meßgeräte vorführte. Darunter befanden sich Meßgeräte für kernphysikalische Untersuchungen aus dem VEB Vakutronik in Dresden und ein Klein-Elektronenmikroskop aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen (WF) in Berlin, ferner Schiffsfunkanlagen und Fernschreiber.

▼ **Auf Grund des verhältnismäßig hohen Exportanteils** von 25% der Gesamtauflage erscheint das Inhaltsverzeichnis von RADIO UND FERNSEHEN ab 1. 1. 1959 in deutscher, russischer, tschechischer und englischer Sprache.

▼ **Die Blaupunkt-Fernsehempfänger** „Toskana" (43-cm-Bildröhre) und „Toledo" (53-cm-Bildröhre) sind jetzt ebenfalls mit Kontrastfilter versehen worden.

▼ **Die Eltra-Werke in Polen** haben einen Transistor-Empfänger von den Abmessungen 16 × 9 × 4 cm herausgebracht. Dieser Klein-Rundfunkempfänger, der für Mittel- und Langwelle ausgelegt ist, wiegt einschließlich Batterie 550 g.

▼ **Durch unvorsichtige Eingriffe** in das Innere von Fernseh- und Rundfunkgeräten werden in den USA jährlich etwa 150 000 Personen ernsthaft verletzt.

Erfüllung des Volkswirtschaftsplanes 1958 vom I. bis III. Quartal

Dem Bericht der Staatlichen Zentralverwaltung für Statistik beim Ministerrat entnehmen wir folgende Zahlen:

Erzeugnis	I.–III. Quartal 1957	I.–III. Quartal 1958	Steigerung auf (Prozent)
Rundfunkempfänger (Super)	389 186	449 281	115,4
Kofferempfänger	16 960	34 168	201,5
Fernsehempfänger und -Truhen	70 622	129 164	182,9

Der Fortgang der Wirtschaftskrise in den USA

Nach Mitteilungen der amerikanischen Fachzeitschrift „electronics" und anderen Quellen wurden in den ersten acht Monaten des Jahres 1958 um 21,5% weniger Fernsehempfänger und um 24,6% weniger Rundfunkempfänger — darunter um 44% weniger Autosuper — gefertigt als in der gleichen Periode des Vorjahres.

Neues Lötverfahren für gedruckte Schaltungen

In England wurde ein Gerät entwickelt, mit dem das Lötmittel von unten auf die Leiterplatte aufgespritzt wird. Das erhitzte und flüssige Lötmaterial wird durch eine Düse gepreßt und auf die darüber angebrachte Schaltung gespritzt. Dabei bewegt sich die Schaltung über der feststehenden Düse. Diese Methode hat gegenüber der Tauchlötung wesentliche Vorteile.

Die englische Firma Multitone Electric Co., Ltd., bietet Transistorempfänger von der Größe und dem Aussehen eines Füllfederhalters an, die in der Westentasche getragen werden können. Sie sind für Personen bestimmt, die sich viel in einem Werksgelände, Krankenhaus, Hotel, Kaufhaus oder dergleichen zu bewegen haben und die trotzdem schnell erreichbar sein müssen. Das mit einer Nummer versehene Gerät ist auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt. Ein mit der gleichen Nummer kenntlich gemachter Druckknopf an einem kleinen Sendegerät löst bei Betätigung in dem Empfänger in der Westentasche des gewünschten Mitarbeiters einen Summerton aus, so daß dieser sich daraufhin vom nächsten Telefon aus melden kann.

RAFENA-Information Nr. 9

Zum Bedauern der zahlreichen Interessenten für die bekannten RAFENA-Informationen beträgt der Umfang der vorliegenden Nr. 9 diesmal nur 14 Seiten. Dafür ist aber der Inhalt interessant wie immer: technische Einzelheiten über den „Favorit", Antennentransformator für 60 Ω/240 Ω, Impulsabtrennschaltungen in RAFENA-Fernsehgeräten usw. Besonders wertvoll sind die „praktischen Hinweise für den Fernseh-Service", die u. a. den Umbau des Fernsehempfängers „Rembrandt" auf die Röhre EY 51 als Ersatz für die veraltete 1 Z 1 enthalten. Die „Informationen" entwickeln sich immer mehr zu einer unentbehrlichen und wertvollen Hilfe des FS-Servicetechnikers. Bedauerlich, daß die Nr. 10 dieser interessanten Druckschrift erst zur Frühjahrsmesse 1959 erscheint!

Bau eines Meßgerätewerkes in China

In der chinesischen Stadt Sian wird gegenwärtig mit Hilfe und Unterstützung der DDR ein modernes Werk für die Fertigung von Betriebs-, Meß- und Regelgeräten gebaut. Der Aufbau des Werkes soll im nächsten Jahr abgeschlossen werden. Die Musterproduktion hat bereits – ein halbes Jahr vor dem eigentlichen Termin – begonnen. 70% der Ausrüstung kommen aus der DDR, die zur Unterstützung der chinesischen Ingenieure und Techniker auch Spezialisten zur Verfügung gestellt hat. Von den deutschen Fachleuten wurde unter anderem auch eine Berufsschule eingerichtet, an der sich bereits jetzt 1000 chinesische Techniker und Facharbeiter auf ihre neuen Aufgaben vorbereiten.

Statistik der Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer der DDR

Stand per 31. Oktober 1958 nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen:

Bezirk	Hörrundfunkteilnehmer ohne Fernsehen (in Tausend)	Bezirk	Fernseh- und Hörrundfunkteilnehmer
Rostock	215,2	Rostock	9 201
Schwerin	166,3	Schwerin	6 279
Neubrandenburg	163,2	Neubrandenburg	6 081
Potsdam	320,6	Potsdam	32 870
Frankfurt (Oder)	181,4	Frankfurt (Oder)	10 209
Cottbus	216,8	Cottbus	7 339
Magdeburg	378,4	Magdeburg	27 561
Halle	567,9	Halle	26 298
Erfurt	332,5	Erfurt	25 684
Gera	215,5	Gera	7 934
Suhl	137,7	Suhl	8 646
Dresden	603,1	Dresden	28 249
Leipzig	494,3	Leipzig	22 149
Karl-Marx-Stadt	670,9	Karl-Marx-Stadt	37 246
Berlin	405,3	Berlin	30 416
	5 069,1 (— 12,8)		286 162 (+ 16 372)

Einwirkungen radioaktiver Strahlung erfolgreich bekämpft

Französische Wissenschaftler und Ärzte unter der Leitung von Prof. Mathé haben die bisher größten Erfolge in der Bekämpfung radioaktiver Verbrennungen erzielt. Als Techniker, die bei einem Unglück in einem jugoslawischen Reaktor schwere Verbrennungen erlitten, in das nach Curie benannte Radiumkrankenhaus in Paris eingeliefert wurden, zeigten sie alle typischen Symptome von Personen, die einer gefährlichen Dosis radioaktiver Strahlung ausgesetzt waren: Haarausfall, Kräfteschwund, Abmagerung, Darmstörungen, Anämie und Atembeschwerden. Die übliche Behandlung: Bluterneuerung, die Verabreichung von blutbildenden Mitteln sowie Zuführung von Vitaminen, erwies sich als erfolglos. Daraufhin wurde an den Patienten ein Verfahren angewandt, das bisher nur an Versuchstieren erfolgreich durchgeführt worden war: es wurde ihnen Rückenmark in die Blutbahn gespritzt, das kurz vorher freiwilligen Spendern entnommen worden war. Fünf der sechs Techniker befinden sich auf dem Wege der Besserung; der sechste ist an einer Herz-Lungen-Komplikation gestorben.

Die Methode soll auch gegen Leukämie anwendbar sein, wenn die Kinder zuvor starken Strahlungen ausgesetzt werden, so daß die von Leukämie befallenen Zellen absterben.

Behinderung wissenschaftlicher Forschung in der Bundesrepublik

Herr Dr. Beck, ehemals Chefarzt der Städtischen Kinderklinik in Bayreuth, der in seinen Veröffentlichungen auf die Tatsache hinwies, daß auf Grund der durch die Kernwaffenversuche erhöhten radioaktiven Strahlung die Anzahl der Mißgeburten und Geburtsfehler von 1950 bis 1957 von 1,77% auf 5,2% anstieg (siehe auch RADIO UND FERSEHEN Heft 18 (1958), S. 549), gab kürzlich bekannt, daß er seine Untersuchungen einstellen muß. In letzter Zeit hätten sich die Angriffe auf seine Person und seine Tätigkeit „bis ins Unerträgliche" gesteigert. Auch habe er keine Möglichkeit mehr, neues Material für seine Untersuchungen zu erhalten, da ihm die Fakten aus der bis vor kurzem von ihm geleiteten Kinderklinik nicht mehr zugänglich seien.

KLAUS K. STRENG

Berechnung und Anwendung der Anodenbasisstufe

Obwohl in der Literatur zahlreiche Hinweise über Wirkung, Berechnung usw. von Anodenbasisstufen vorhanden sind, trifft man immer wieder auf unvollständige oder umständliche Berechnungsmethoden, unklare Vorstellungen über Anpassungsfragen im Zusammenhang mit der Anodenbasisstufe usw., die es notwendig erscheinen lassen, im Rahmen einer grundlegenden Veröffentlichung die wichtigsten bekannten Tatsachen noch einmal mathematisch abzuleiten und in Form von einfachen Gleichungen zusammenzustellen. Während der erste Teil dieser Arbeit sich mit den theoretischen Grundlagen der Anodenbasisstufe beschäftigt, soll der zweite Teil an Hand von Dimensionierungsbeispielen die praktische Anwendung der genannten Schaltung erläutern.

Der Einfachheit halber wird im folgenden die Anodenbasisstufe durch die nicht allgemein gebräuchliche Abkürzung AB-Stufe gekennzeichnet. Eine Zusammenstellung aller verwendeten Symbole erfolgt nochmals am Schluß des zweiten Teiles des Beitrages.

Wirkungsweise der Anodenbasisstufe

Allgemein ist bekannt, daß bei der AB-Stufe die Ausgangsspannung an der Katode abgenommen wird, d. h., der Belastungswiderstand der Röhre befindet sich allgemein zwischen Katode und Masse ($-U_b$). Die Ansteuerung erfolgt, wie üblich, am Gitter oder, genauer gesagt, zwischen Gitter und $-U_b$, die Anode liegt wechselspannungsmäßig an Masse, ist also der gemeinsame Bezugspunkt — die Basis — für alle Wechselspannungen der Röhre. Die Erzeugung der notwendigen Gittervorspannung kann entweder durch Spannungsteiler (Bild 1), durch Unterteilung des Katodenwiderstandes (Bild 2) oder durch Gitteranlaufstrom (Gitter 3) erfolgen. In der Praxis ist die Schaltung gemäß Bild 2 am häufigsten anzutreffen. R_k ist hierbei der für die Erzeugung der Gittervorspannung ($I_{k-} \cdot R_k$) notwendige Teil des Gesamtaußenwiderstandes R_a. In der AB-Stufe — auch dies ist bekannt — findet eine Gegenkopplung statt. Es ist aber falsch, aus der Tatsache des „nichtüberbrückten" Katodenwiderstandes den Schluß zu ziehen, die AB-Stufe sei stromgegengekoppelt. Daß es sich statt dessen um eine typische Spannungsgegenkopplung handelt, mag folgende Grenzwertbetrachtung beweisen:

Denkt man sich den Außenwiderstand der Röhre gegen die Grenzwerte 0 bzw. ∞ veränderlich, so wird bei $R_a \to 0$ die Gegenkopplungsspannung ebenfalls 0, bei $R_a \to \infty$ die Gegenkopplungsspannung am größten. Die Ausgangsspannung ist aber dem Außenwiderstand proportional, die Gegenkopplungsspannung also direkt von der Ausgangsspannung abhängig. Dieses Kennzeichen ist charakteristisch für den spannungsgekoppelten Vierpol.

Ohne nähere mathematische Überlegungen ist sofort ersichtlich, daß die Ausgangsspannung niemals größer als die Eingangsspannung werden kann: Die Spannungsverstärkung der AB-Stufe ist also immer kleiner als 1. Die Bedeutung der Schaltung liegt nicht in der Erzielung einer möglichst hohen Spannungsverstärkung, sondern in anderen Eigenschaften begründet, die aus den folgenden Betrachtungen abgeleitet werden sollen.

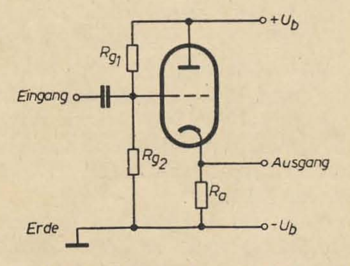


Bild 1: Anodenbasisstufe mit Gittervorspannungserzeugung durch Spannungsteiler

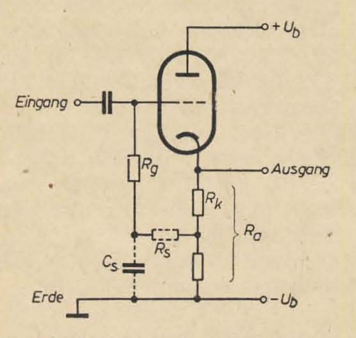


Bild 2: Anodenbasisstufe mit Gittervorspannungserzeugung durch Katodenwiderstand

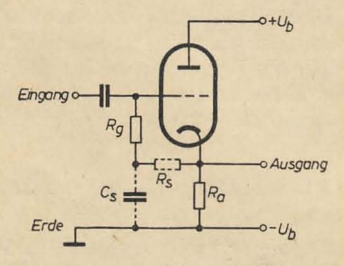


Bild 3: Anodenbasisstufe mit Gittervorspannungserzeugung durch Gitteranlaufstrom

Berechnung der dynamischen Daten der Anodenbasisstufe

(Die Wechselstromgrößen seien als reell angenommen und deshalb mit lateinischen Buchstaben bezeichnet.)

Betrachten wir das vereinfachte Schaltbild der Anodenbasisstufe (Bild 4), so ist

$$I_a = U_g \cdot S \frac{R_i}{R_i + R_a} \qquad (1)$$

wie allgemein für jede Röhre. Hier ist jedoch zu beachten, daß U_g die Wechselspannung zwischen Katode und Gitter kennzeichnet. Löst man die Gleichung nach U_g hin auf, so erhält man

$$U_g = I_a \frac{R_i + R_a}{S \cdot R_i}. \qquad (2)$$

Nach Barkhausen ist aber $S \cdot R_i = \mu$. Setzt man diese Beziehung in (2) ein, so kann man schreiben:

$$U_g = I_a \cdot \frac{R_i + R_a}{\mu}. \qquad (3)$$

Aus der Schaltung geht hervor, daß die Spannung zwischen Gitter und Katode die Differenz zwischen Eingangsspannung U_e und Ausgangsspannung U_a ist. Die Phasenlage der Spannungen bestätigt dies: Die Spannung an der Katode folgt in ihren Momentanwerten der Eingangsspannung. Dieser Eigenschaft verdankt die AB-Stufe die Bezeichnung „cathode follower" („Katodenfolger") in der angloamerikanischen Fachliteratur.

In die somit gewonnene Beziehung

$$U_e = U_g + U_a \qquad (4)$$

setzen wir für U_g die Gleichung (3) und für U_a das Produkt $I_a \cdot R_a$ ein:

$$U_e = I_a \cdot \frac{R_i + R_a}{\mu} + I_a \cdot R_a$$

$$= I_a \cdot \frac{R_i + R_a + \mu \cdot R_a}{\mu};$$

$$U_e = I_a \cdot \frac{R_i + R_a(\mu + 1)}{\mu}. \qquad (5)$$

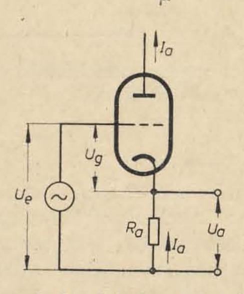


Bild 4: Vereinfachte Schaltung der AB-Stufe

Mit dieser Gleichung lassen sich nun sämtliche interessierenden Werte der AB-Stufe berechnen.

Die Spannungsverstärkung V_u' der AB-Stufe ist definitionsgemäß $U_a : U_e$. Setzt man die dafür gefundenen Beziehungen ein, so wird

$$V_u' = \frac{I_a \cdot R_a}{I_a \cdot \frac{R_i + R_a(\mu + 1)}{\mu}}$$

$$= \frac{\mu \cdot R_a}{R_i + R_a(\mu + 1)}. \qquad (6a)$$

Seit Barkhausen [1] ist das Spannungsersatzschaltbild der Elektronenröhre (in Katodenbasisschaltung) bekannt (Bild 5) mit der sich aus ihm ergebenden Spannungsverstärkung

$$V_u = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}. \qquad (7)$$

Durch Vergleich der Gleichungen (6a) und (7) lassen sich die charakteristischen Größen für das Spannungsersatzschaltbild der AB-Stufe finden. Gleichung (6a) läßt sich nämlich schreiben:

$$V_u' = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_a}{\frac{R_i}{\mu + 1} + R_a}$$

$$= \mu' \cdot \frac{R_a}{R_i' + R_a}. \qquad (6b)$$

Man erhält so den Leerlaufverstärkungsfaktor

$$\mu' = \frac{\mu}{\mu + 1} \qquad (8)$$

und den Innenwiderstand

$$R_i' = \frac{R_i}{\mu + 1}. \qquad (9)$$

Die gestrichenen Größen kennzeichnen, wie allgemein gebräuchlich, die Werte der gegengekoppelten Röhre, in unserem Falle der Anodenbasisstufe. Nunmehr läßt sich das Spannungsersatzschaltbild der AB-Stufe ebenfalls aufstellen (Bild 6). Man sieht, daß die beiden Spannungsersatzschaltbilder der KB- und der AB-Stufe sich nur durch die Bezeichnung der einzelnen Größen unterscheiden.

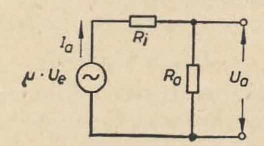


Bild 5: Spannungsersatzschaltbild der Elektronenröhre in KB-Schaltung

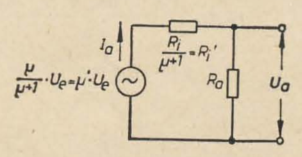


Bild 6: Spannungsersatzschaltbild der Elektronenröhre in AB-Schaltung

Vereinfachungen

Für die AB-Stufe kann man bei Röhren mit einem Leerlaufverstärkungsfaktor μ, der groß gegen 1 ist, folgende vereinfachten Beziehungen aufstellen, die im allgemeinen hinreichend genaue Näherungswerte liefern:

$$\mu' \approx 1 \qquad (8a)$$

$$R_i' \approx \frac{R_i}{\mu} = \frac{1}{S}. \qquad (9a)$$

Festlegung der statischen Röhrendaten

Während die dynamischen Größen jeder Röhrenstufe berechnet werden, geschieht die Festlegung der statischen Größen (Arbeitspunkt) meist auf rechnerisch-analytischem Wege anhand der Röhrenkennlinien. Bei der AB-Stufe ist dabei folgendes zu beachten:

Die Anodenspannung im Kennlinienfeld der Röhre kennzeichnet die zwischen Anode und Katode (nicht Masse!) wirkende Spannung. Aus noch zu erläuternden Gründen ist man an möglichst großen Werten von R_a interessiert, muß also den an R_a entstehenden Spannungsabfall berücksichtigen! Man beachte dabei den vom Röhrenhersteller angegebenen Grenzwert der Spannung zwischen Faden und Katode. Meist liegt der Heizfaden auf Massepotential, es kann sich jedoch als notwendig erweisen, den Heizfaden gleichspannungsmäßig „hochzulegen", um den erwähnten Grenzwert nicht zu überschreiten.

Die Festlegung des Arbeitspunktes geschieht nun nach den allgemein üblichen Grundsätzen: Beachtung der zulässigen Anodenverlustleistung, des Gitterstromeinsatzpunktes, der entstehenden Verzerrungen (auf möglich gleiche Abstände der Gitter-Parameterlinien im U_a/I_a-Diagramm achten).

Der Eingangswiderstand der AB-Stufe

Wie bei jeder Reihen-Spannungsgegenkopplung wird auch bei der AB-Stufe der Eingangswiderstand erhöht. Denkt man sich zunächst einen Widerstand zwischen Katode und Gitter der Röhre, so beträgt der resultierende Eingangswiderstand

$$R_{gk}' = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_e}{\frac{U_g}{R_{gk}}} = \frac{U_e}{U_g} \cdot R_{gk}.$$

Wir ersetzen U_g durch eine Umformung der in (4) gewonnenen Beziehung und schreiben

$$R_{gk}' = \frac{U_e}{U_e - U_a} \cdot R_{gk} = \frac{R_{gk}}{\frac{U_e - U_a}{U_e}}.$$

Mit $\frac{U_a}{U_e} = V_u'$ kann man schreiben

$$R_{gk}' = \frac{R_{gk}}{1 - V_u'}. \qquad (10)$$

Diese Gleichung für den Eingangswiderstand zwischen Gitter und Katode gilt sinngemäß auch für die Verminderung der Gitter/Katodenkapazität der AB-Stufe gegenüber der der KB-Stufe. Da die Kapazität sich umgekehrt proportional dem kapazitiven Blindwiderstand verhält, ergibt sich

$$X_{c'gk} = \frac{X_{c_{gk}}}{1 - V_u'};$$

$$c_{gk}' = c_{gk}\,(1 - V_u'). \qquad (11)$$

Aus den gewonnenen Beziehungen ergibt sich also ein verstärkungsabhängiges Vergrößern des Eingangswiderstandes bzw. eine verstärkungsabhängige Verkleinerung der Eingangskapazität. Sie gelten jedoch nur für Schaltelemente (innerhalb und außerhalb der Röhre), die schaltungsmäßig zwischen Gitter und Katode liegen. Liegt beispielsweise der Gitterableitwiderstand nicht an Katode (Schaltung nach Bild 2, aber ohne R_s und C_s), so wird aus Gleichung (10)

$$R_{gk}'' = \frac{R_{gk}}{1 - V_u' \cdot \frac{R_a - R_k}{R_a}}. \qquad (10a)$$

Wie daraus zu ersehen ist, werden Widerstände zwischen Gitter und Masse in ihren Werten nicht verändert, was ja rein überlegungsmäßig auch nicht anders zu erwarten war.

Der Aussteuerbereich der AB-Stufe

Aus der bekannten Beziehung $U_g = U_e - U_a$ ergibt sich, daß die Gitterwechselspannung bei der AB-Stufe ein mehr oder weniger kleiner Teil der Eingangsspannung ist. Für die Aussteuerung der Röhre (Verzerrungen, Gitterstrom) ist aber nur die Gitterwechselspannung maßgebend.

Um eine übersichtlichere Gleichung zwischen U_g und U_e zu erhalten, wird folgende Umformung vorgenommen:

$$\frac{U_g}{U_e} = \frac{U_e}{U_e} - \frac{U_a}{U_e} = 1 - V_u';$$

$$U_g = U_e\,(1 - V_u'). \qquad (12)$$

Man ersieht daraus, daß die zulässige Aussteuerung einer Röhre in AB-Schaltung um den bekannten Faktor $1 - V_u'$ größer ist als für die gleiche Röhre im gleichen Arbeitspunkt in KB-Schaltung.

Die Anpassung der AB-Stufe

Aus den Gleichungen (10), (11) und (12) geht hervor, warum man bestrebt ist, die Verstärkung der Röhre möglichst groß zu machen (also nahezu 1). Gleichung (6b) zeigt, daß sich eine große Verstärkung bei einer gegebenen Röhre nur durch einen großen R_a erreichen läßt. Nur für den Fall $V_u \to 1$ zeigt die AB-Stufe ihre volle Überlegenheit gegenüber der KB-Stufe.

Zur Abschätzung der größten mit einer AB-Stufe übertragbaren Spannung kann man sich folgender Methode bedienen:

Die Ausgangsspannung U_a ruft in dem Belastungswiderstand R_b einen Strom I_b hervor. Unter Belastungswiderstand ist die Parallelschaltung des Außenwiderstandes R_a und eventueller anderer Widerstände zwischen Katode und Masse zu verstehen, beispielsweise der Eingangswiderstand eines der AB-Stufe folgenden Zwei- oder Vierpols, wenn dieser nicht vernachlässigt werden kann. Die Amplitude des Stromes I_b muß für eine verzerrungsfreie Übertragung auf alle Fälle kleiner als der die Röhre durchfließende Gleichstrom sein. Barkhausen [1] nennt das Verhältnis $\frac{\text{Wechselstromamplitude}}{\text{Gleichstromwert}}$ „Stromaussteuerung j" und stellte die Bedingung $j < 1$. Aus diesem Kriterium kann man bei der Dimensionierung einer AB-Stufe leicht schließen, ob sich eine geforderte Ausgangsspannung überhaupt realisieren läßt.

Geht man von der gleichen Betrachtung aus, so gelangt man zu dem Schluß, daß die mit einer AB-Stufe erzielbare Ausgangsleistung keinesfalls größer ist, als für die gleiche Röhre in KB-Schaltung und mit dem gleichen Außenwiderstand. In beiden Fällen gilt $N = I_b^2 \cdot R_b$. Diese an und für sich selbstverständliche Tatsache sei hier noch einmal ausdrücklich festgestellt, weil der Praktiker gelegentlich aus der Tatsache des kleinen Innenwiderstandes R_i' und dem großen Aussteuerungsbereich der AB-Stufe falsche Schlußfolgerungen in bezug auf ihre Ausgangsleistung zieht. Diese ist für eine beliebige Röhre lediglich von der Beziehung

$$N_{max} = \frac{U_g^2}{4} \cdot \mu \cdot S$$

abhängig, gleich in welcher Schaltung die Röhre betrieben wird. Diese maximal erzielbare Leistung sagt natürlich nichts aus über die Verzerrungen, die dabei auftreten. Diese sind — gleiche Verhältnisse vorausgesetzt — kleiner als bei der KB-Stufe.

Die AB-Schaltung als gegengekoppelte Röhre

Wie eingangs bereits festgestellt, ist die AB-Schaltung als spannungsgegengekoppelte KB-Schaltung aufzufassen. Die wei-

teren Betrachtungen werfen die Frage auf, in wieweit die Gesetze der gegengekoppelten Röhre für die AB-Schaltung Gültigkeit besitzen.

Bekanntlich gilt für die spannungsgegengekoppelte Röhre [2] allgemein folgende Beziehung für den Innenwiderstand:

$$R_i' = \frac{R_i}{1 - \mu K}. \qquad (13)$$

K ist darin der (Gegen-)Kopplungsfaktor. Durch Vergleich von (13) mit (9) erkennt man, daß K für die AB-Schaltung stets gleich —1 sein muß. Dies läßt sich auch wie folgt beweisen:

Nach Bartels [2] ist

$$K = \frac{1}{V_u} - \frac{1}{V_u'} \qquad (14)$$

$$= \frac{R_i + R_a}{\mu \cdot R_a} - \frac{R_i + R_a(\mu + 1)}{\mu \cdot R_a}$$

$$= \frac{R_a - R_a(\mu + 1)}{\mu \cdot R_a}$$

$$= \frac{1 - \mu - 1}{\mu}$$

$$= -1.$$

Damit ist bewiesen, daß die AB-Stufe den größten möglichen Gegenkopplungsfaktor, nämlich —1, besitzt. Die Ableitung beweist gleichzeitig, daß der Gegenkopplungsfaktor unabhängig von R_a ist. Diese im ersten Moment verblüffende Tatsache läßt sich dadurch erklären, daß eine Veränderung von R_a nicht nur den Wert von V_u' verändert, sondern auch den von V_u, so daß die Gleichung (14) stets erfüllt ist. Während also R_i' und μ' der AB-Stufe unabhängig von R_a sind, ist dies für R_e', C_e' und U_g nicht der Fall, wie aus den entsprechenden abgeleiteten Gleichungen hervorgeht. Diese Tatsachen muß man bei der Bestimmung von R_a beachten.

Der Klirrfaktor der AB-Stufe

Der Klirrfaktor einer gegengekoppelten Röhre steht mit der der nicht gegengekoppelten Röhre annähernd in folgendem Zusammenhang:

$$\frac{k'}{k} \approx \frac{V_u'}{V_u}.$$

Durch Einsetzen von (6b) für V_u' und (7) für V_u erhält man

$$\frac{k'}{k} \approx \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_a}{\frac{R_i}{\mu + 1} + R_a}}{\mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}}$$

$$\approx \frac{R_i + R_a}{R_i + R_a(\mu + 1)}$$

und

$$k' \approx k \cdot \frac{R_i + R_a}{R_i + R_a(\mu + 1)}. \qquad (15)$$

Der Klirrfaktor einer nicht gegengekoppelten Röhre (in KB-Schaltung) läßt sich bekanntlich [3] aus ihrem Kennlinienfeld auf grafisch-rechnerischem Wege bestimmen (diese Methode versagt für Klirrfaktoren unter 1% wegen der zeichnerischen Ungenauigkeit der Kennlinie). Hat man also den Klirrfaktor k bestimmt, so ist es mit Hilfe von (15) einfach, den Klirrfaktor k' der Anodenbasisschaltung zu berechnen. Es ist verständlich, daß man bei der zeichnerisch-rechnerischen Ermittlung von den Verhältnissen ausgehen muß, die nachher auch bei der AB-Stufe vorhanden sind (gleicher Außenwiderstand, gleiche Aussteuerung).

Man erkennt aus Gleichung (15), daß der Klirrfaktor k' der AB-Stufe abhängig von R_a ist und für große Werte von R_a dem Grenzwert $\frac{k}{\mu + 1}$ zustrebt (Bild 7).

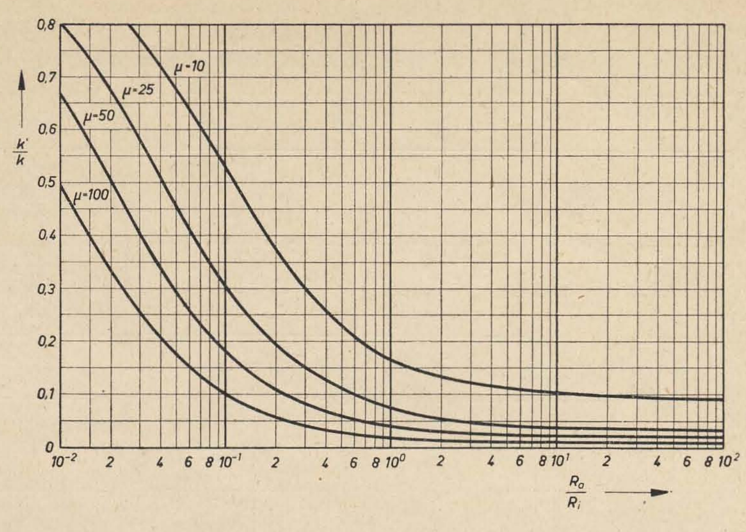


Bild 7: Klirrfaktor der AB-Stufe im Vergleich zu der gleichen Stufe in KB-Schaltung in Abhängigkeit des Verhältnisses Außenwiderstand R_a zu Innenwiderstand R_i; Leerlaufverstärkungsfaktor μ als Parameter

Die AB-Stufe mit komplexem Außenwiderstand

Ein komplexer Außenwiderstand bedeutet allgemein, daß die Verstärkung der Röhre ebenfalls komplex wird. Gleichung (6b) muß also in ihrer allgemeinen Form lauten:

$$\mathfrak{V}_u' = \mu' \frac{\mathfrak{R}_a}{R_i' + \mathfrak{R}_a}. \qquad (6c)$$

Da für große $\mathfrak{R}_a$ (also $|\mathfrak{R}_a| > R_i$) der Wert des Bruches dem Grenzwert 1 zustrebt, ist die Verstärkung in einem solchen Fall trotz komplexem Außenwiderstand annähernd reell. Wie gezeigt wurde, ist R_i' klein (etwa 150···500 Ω für die üblichen Röhren), so daß sich leicht eine AB-Stufe mit vernachlässigbar kleiner Phasendrehung realisieren läßt. Erst bei Frequenzen von der Größenordnung 10^7 Hz und darüber lassen sich hinreichend große Außenwiderstände nicht mehr realisieren, außerdem können in diesem Frequenzbereich die Röhrenkenngrößen nicht mehr als reell angesehen werden.

Interessant ist das Verhalten einer AB-Stufe mit einem Resonanzkreis als Außenwiderstand. Der dabei bei Selektivverstärkern übliche Parallelresonanzkreis ist wenig sinnvoll als Außenwiderstand von AB-Stufen. Der dem Schwingkreis parallel liegende niedrige Innenwiderstand R_i' bedämpft äußerst stark (Pseudodämpfung). Dadurch wird eine Resonanzüberhöhung in den seltensten Fällen eintreten, es sei denn, man speist den Kreis an einer geeigneten Spulenanzapfung ein. Anders verhält sich die AB-Stufe mit einem Serienresonanzkreis als Außenwiderstand (Bild 8). R schließt den Gleichstromkreis und ist groß gegenüber R_i', weshalb er in den folgenden Betrachtungen vernachlässigt wird. Die Ausgangsspannung nimmt man zweckmäßigerweise an den Klemmen der Spule ab. Die Anwendung der Verstärkergleichungen für die AB-Stufe ergibt folgendes:

$$\mathfrak{J} = \frac{\mu' \cdot \mathfrak{U}_e}{R_i' + r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \qquad (16)$$

bzw. mit der normierten Verstimmung

$$\mathfrak{J} = \mu' \frac{\mathfrak{U}_e}{R_i' + r(1 + j\Omega)}. \qquad (16a)$$

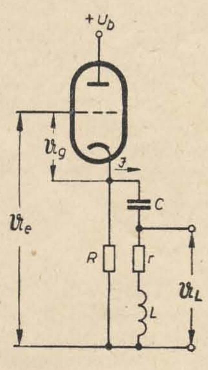


Bild 8: AB-Stufe mit Serienresonanzkreis als Außenwiderstand

Mit dieser Gleichung läßt sich bestimmen, ob der bei einer bestimmten Eingangsspannung auftretende Strom im Schwingkreis von der Röhre geliefert werden kann. Die Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_L$ ergibt sich durch einfaches Multiplizieren von Gleichung (16) mit dem Scheinwiderstand der verlustbehafteten Induktivität:

$$\mathfrak{U}_L = \mu' \cdot \frac{\mathfrak{U}_e}{R_i' + r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}(r + j\omega L).$$

Schließlich erhält man den Betrag der Verstärkung, bezogen auf $\mathfrak{U}_L$:

$$\mathfrak{V}_L = \frac{\mathfrak{U}_L}{\mathfrak{U}_e}$$

$$= \mu' \cdot \sqrt{\frac{r^2 + \omega^2 L^2}{(R_i' + r)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \qquad (17)$$

Tabelle 1:
Zusammenstellung der charakteristischen Gleichungen von KB- und AB-Schaltung

	Katodenbasisstufe	Anodenbasisstufe
Leerlaufverstärkung	μ	$\frac{\mu}{\mu + 1} = \mu' \approx 1$
Innenwiderstand	R_i	$\frac{R_i}{\mu + 1} = R_i' \approx \frac{1}{S}$
Steilheit	S	S
Spannungsverstärkung	$V_u = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$	$V_u' = \mu' \cdot \frac{R_a}{R_i' + R_a}$
Eingangswiderstand	R_{gk}	$\frac{R_{gk}}{1 - V_u'} = R_{gk}'$ [1]
Eingangskapazität	$C_e = c_s + c_{gk} + c_{ag} (1 + V_u)$	$C_e' = c_s + c_{ga} + c_{gk} (1 - V_u')$
Aussteuerung	U_e	$U_e (1 - V_u')$
Klirrfaktor	k	$k \cdot \frac{R_i + R_a}{R_i + R_a (\mu + 1)} \approx k'$

[1]) Diese Gleichung gilt nur für Widerstände, die zwischen Katode und Gitter liegen.

Als Ergebnis der Schaltung erhält man eine selektive Verstärkungskurve. Bemerkenswert ist, daß auf Grund der Spannungsüberhöhung an den Blindwiderständen die Verstärkung $\mathfrak{V}_L$ in Resonanznähe größer als 1 wird. Für den Verlauf der Resonanzkurve (der Funktion $\mathfrak{V}_L = g(f)$) sind zwei Faktoren verantwortlich:

a) die Stromresonanzkurve des Schwingkreises. Bei Resonanz besteht der Schwingkreiswiderstand nur aus dem Verlustwiderstand r, der im allgemeinen klein gegenüber R_i' ist. Damit wird die Verstärkung, an der Katode gemessen ($\mathfrak{V}_u$), ebenfalls klein;

b) die Spannungsüberhöhungskurve an der Induktivität L. Bei Resonanz ist die Spannung an L um die Schwingkreisgüte ϱ mal größer als die Spannung an der Katode.

Man erkennt, daß beide Komponenten sich gegensinnig verhalten. Die geschilderte Schaltung hat sich, trotz ihrer selektiven Eigenschaften, in der Praxis nicht durchsetzen können. Der Grund dafür ist, daß in dieser Schaltung die Vorteile der AB-Schaltung kaum noch wirksam werden und Selektivverstärker mit anderen Schaltungen einfacher und wirkungsvoller gestaltet werden können.

Mit dieser Betrachtung sei der theoretische Teil der Ausführungen über die Anodenbasisstufe abgeschlossen. Tabelle 1 gibt eine Zusammenfassung der abgeleiteten Gleichungen. Im zweiten Teil sollen die praktischen Anwendungen der AB-Stufe an Hand einiger Beispiele gezeigt werden.

Literatur

[1] Dr. H. Barkhausen, Lehrbuch der Elektronenröhren, 2. Band: Verstärker, S. Hirzel Verlag, Leipzig 1954.

[2] Obering. Hans Bartels, Grundlagen der Verstärkertechnik, S. Hirzel Verlag, Leipzig 1949.

[3] Claus Reuber, Klirrfaktornomogramm, radio mentor Nr. 12 (1948) S. 524/525, Regelien's Verlag, Berlin.

Apropos Neues Jahr! Dies ist kein Silvesterscherz, sondern wirklich ein Fernsehgerät, das auf der 25. Nationalen Radio-Ausstellung in London dieses Jahr gezeigt wurde. Eine geniale Umschaltvorrichtung erlaubt wahrscheinlich, im Bedarfsfalle den Kontrastregler zu- und den Weinhahn aufzudrehen. Prost!



An unsere Leser!

Wie in den letzten Jahren besteht auch in diesem Jahr wieder die Möglichkeit, die Zeitschriften des letzten Jahrgangs bei der

Buchbinderei GÜNTER OTTO
Mahlow, Kreis Zossen, Drosselweg 11,
Postscheckkonto Berlin 26720

einbinden zu lassen. Der Preis für das Einbinden eines Jahrganges (24 Hefte) beträgt 7,— DM und Porto.

Einbanddecken für den Jahrgang 1958 liefert die Buchbinderei Otto gegen Voreinsendung des Betrages von 2,— DM und 0,50 DM Porto auf das Postscheckkonto 26720. Einbanddecken früherer Jahrgänge sind ebenfalls noch vorrätig; bei Bestellungen bitte Titel und Jahrgang der Zeitschrift angeben.

Dipl.-Ing. G. WINKLER und Dipl.-Ing. W. DRECHSEL

Rauschmessungen an Transistoren (Teil 1)

Der folgende Beitrag behandelt Rauschmessungen an Transistoren — vom VEB WBN, Teltow — der Typen OC 810···OC 813. Außer den grundlegenden Ausführungen über das Rauschen und die Rauschmeßmethoden wird eine Rauschmeßanlage beschrieben, die es gestattet, das Rauschen von Transistoren zu messen. Anschließend werden durch die Auswertung praktischer Messungen Hinweise für den Aufbau von rauscharmen Transistorschaltungen gegeben.

Viele Bauelemente der Nachrichtentechnik haben eine Eigenschaft gemeinsam, nämlich das Rauschen. Die Erscheinungsformen des Rauschens sind verschiedener Natur, je nach dem Mechanismus. der ihr Zustandekommen bewirkt. Das Rauschen wirkt für viele Zwecke störend. Zum Beispiel wird die Verstärkung in einem Nachrichtenkanal und die damit verbundene Empfindlichkeit des Systems gegenüber kleinen ankommenden Signalen durch das Eigenrauschen begrenzt. Man wird daher bestrebt sein, die verwendeten Bauelemente möglichst rauscharm auszuführen. Das setzt natürlich voraus, das Rauschen in seinen Ursachen und Auswirkungen zu erfassen. Dazu ist es notwendig, das Rauschen zu messen.

Der Transistor ist auf Grund seiner Eigenschaften (kleine Abmessungen, geringer Bedarf an Strom und Betriebsspannungen, robuster mechanischer Aufbau, nahezu unbegrenzte Lebensdauer usw.) besonders geeignet, in kleinen tragbaren Geräten eingesetzt zu werden. Da man oft auch bei diesen Geräten hohe Eingangsempfindlichkeit wünscht, wie sie bisher nur mit Vakuumröhren erzielt wurden, ist es zweckmäßig, die Eingangsstufen mit besonders rauscharmen Transistoren zu bestücken; denn der Einsatz von Röhren am Verstärkereingang würde die genannten Vorteile wieder vermindern.

Es besteht die weit verbreitete Meinung, daß mit Transistoren, infolge ihres hohen Eigenrauschens, keine besonders hohen Eingangsempfindlichkeiten in Transistorschaltungen zu erzielen sind. Die durchgeführten Untersuchungen zeigen jedoch, daß es durchaus möglich ist, mit Transistoren — bei geeignetem Transistortyp und Arbeitspunkt sowie äußeren Schaltelementen — Eingangsempfindlichkeiten zu erzielen, die den Empfindlichkeiten der Röhrenschaltungen in keiner Weise nachstehen.

Die Rauschquellen im Transistor

Ein Transistor kann, ohne auf seine Rauschursachen einzugehen, durch einen Vierpol dargestellt werden, der durch vier Parameter gekennzeichnet ist (z. B. r-, h- oder y-Parameter). Bezieht man das Eigenrauschen des Transistors ein, so erfolgt die Darstellung durch insgesamt acht Parameter, wobei noch zwei Rauschquellen hinzukommen, die jeweils an den Ein- und Ausgangsklemmen des Transistorvierpols lokalisiert werden können. Im allgemeinsten Fall können diese beiden Quellen miteinander korreliert sein, d. h. beide Quellen können gemeinsame Komponenten enthalten, die wiederum durch die inneren phasendrehenden Glieder des Transistors (Kapazitäten) gegeneinander phasenverschoben sein können. Daraus ergeben sich zwei weitere, durch die Korrelation bedingte Koeffizienten [1].

Ähnlich wie bei Elektronenröhren wird auch bei Transistoren ein Ersatzschaltbild angegeben, das neben den bekannten Vierpolgrößen (r_e, r_c, r_b und r_m) die inneren Rauschquellen enthält [2].

Im Bild 1 ist ein Ersatzschaltbild mit den inneren Rauschquellen dargestellt. Dafür gelten folgende Erklärungen und Gleichungen:

i_e = Schrotrauschen der Emitterdiode,

$$\overline{|i_e|^2} = 2\,e \cdot I_e\,\Delta f; \qquad (1)$$

i_c = Schrotrauschen der Kollektordiode,

$$\overline{|i_c|^2} = 2\,e\,I_{co}\,\Delta f; \qquad (2)$$

i_v = Stromverteilungsrauschen,

$$\overline{|i_v|^2} = 2\,e\,I_c\,\frac{\alpha_-}{\alpha'_-}\,\Delta f; \qquad (3)$$

u_b = Thermisches Rauschen des Basiswiderstandes r_b,

$$\overline{|u_b|^2} = 4\,kT\,r_b\,\Delta f. \qquad (4)$$

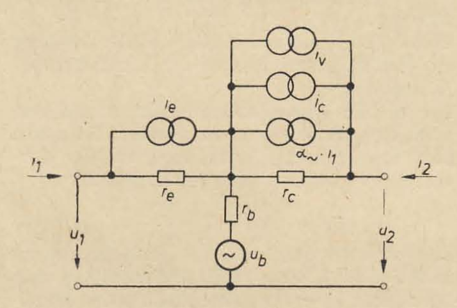


Bild 1: T-Ersatzschaltbild der Basisschaltung mit den inneren Rauschquellen

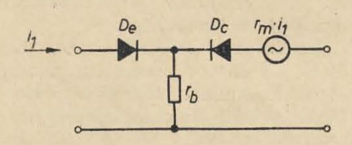


Bild 2: T-Ersatzschaltbild als Reihenschaltung von zwei gegeneinandergeschalteten Dioden

Das Stromverteilungsrauschen wird durch Schwankungen in der Verteilung des Emitterstromes auf Basis und Kollektor hervorgerufen. In der Gleichung (3) bedeuten α_- und α'_- die statischen Stromverstärkungen in der Basis- und Emitterschaltung.

Wie aus dem elektrischen Verhalten des Transistors abgeleitet werden kann, läßt sich sein Ersatzschaltbild auch als Reihenschaltung (Bild 2) von zwei gegeneinandergeschalteten Kristallflächendioden (D_e und D_c) auffassen, wobei D_e in Durchlaß- und D_c in Sperrichtung gepolt ist. Diese Dioden müßten — unter der Bedingung, daß die Laufzeit T der Ladungsträger kleiner als die Lebensdauer τ ist — in bezug auf ihr Rauschverhalten dem von Schottky angegebenen Gesetz über das Schrotrauschen von Dioden $\left(\overline{|i|^2} = 2\,e\,I\Delta f\right)$ folgen. Daß dies tatsächlich der Fall ist, zeigen die für die Schrotrauschströme angegebenen Beziehungen. Dem aufmerksamen Leser wird nicht entgangen sein, daß im Gegensatz zur Vakuumdiode eine Kristalldiode auch in Sperrichtung rauscht, wie aus den Formeln für das Schrotrauschen der Kollektordiode D_c hervorgeht (s. auch Bild 1).

Bekanntlich setzt sich der Diodengleichstrom nach der Beziehung

$$I_{ges} = I_s\left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1\right) = I_1 - I_2 \qquad (5)$$

aus zwei Anteilen zusammen. Beide Ströme haben entgegengesetzte Richtung und heben sich für U = 0 gerade auf. Der Strom I_1 überwiegt bei Flußspannung, während er bei Sperrspannung gegenüber $I_s = I_2$ zu vernachlässigen ist. Beide Ströme rauschen unabhängig voneinander.

Es gelten also die Gleichungen

$$\overline{|i_1|^2} = 2\,e\,I_1\,\Delta f \quad \text{und} \quad \overline{|i_2|^2} = 2\,e\,I_2\,\Delta f.$$

Der Gesamtrauschstrom ist dann

$$\overline{|i_{ges}|^2} = \overline{|i_1|^2} + \overline{|i_2|^2} = 2\,e\,(I_1 + I_2)\,\Delta f. \qquad (6)$$

Man beachte, daß sich die Teilströme einmal subtrahieren, zum anderen dagegen addieren.

Der Rauschfaktor

Das Rauschen eines Vierpols wird im allgemeinen durch den sogenannten Rauschfaktor „F" ausgedrückt. Es haben sich eine Reihe von Definitionen für „F" eingebürgert, von denen hier nur eine wiedergegeben werden soll [3].

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E/N_E}{\mathfrak{N}_A/N_A}. \qquad (7)$$

Darin bedeuten:

$\mathfrak{N}_A$ = verfügbare Signalleistung, N_A = verfügbare Rauschleistung } am Vierpolausgang

$\mathfrak{N}_E$ = verfügbare Signalleistung, N_E = verfügbare Rauschleistung } am Vierpoleingang

Unter „verfügbarer" Leistung ist die maximal einem Generator entnehmbare Leistung (Anpassung $R_i = R_a$; $N_{max} = E^2/4\,R_i$) zu verstehen. Die Rauschleistung N hängt im allgemeinen von der Frequenz und der Bandbreite ab. Als Beispiel sei der thermisch rauschende ohmsche Widerstand R angeführt, dessen verfügbare Rauschleistung

$$N = \frac{U^2}{4\,R} = \frac{4\,kTR\,\Delta f}{4\,R} = kT\,\Delta f$$

beträgt.

Man unterscheidet zwischen schmal- und breitbandigem Rauschfaktor. Wenn sich in den Bandgrenzen keine Frequenzabhängigkeit des Rauschfaktors bemerkbar macht, nennt man ihn schmalbandig. In der Praxis liegen jedoch oft breitbandige Übertragungssysteme vor. Den wirksamen mittleren Rauschfaktor erhält man durch Mittelwertbildung (Bild 3), und der so erhaltene breitbandige Rauschfaktor wird mit F_m bezeichnet.

Die minimale Eingangsspannung

Die Gleichung (7) kann der Einfachheit halber wie folgt ausgedrückt werden:

$$F = \frac{(C_N)_E}{(C_N)_A} \quad \text{bzw.} \quad F_m = \frac{(C_N)_E}{(C_N)_A}. \qquad (8)$$

(schmalbandig) (breitbandig)

C_N ist also das Signal/Rauschleistungsverhältnis. Aus (8) folgt:

$$(C_N)_E = \frac{\mathfrak{N}_E}{N_E} = F_m \cdot (C_N)_A,$$

$$\mathfrak{N}_E = N_E \cdot F_m \cdot (C_N)_A.$$

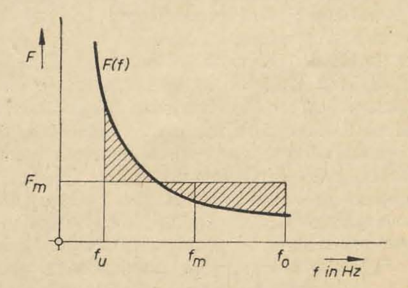


Bild 3: Mittlerer Rauschfaktor F_m

Der Übergang von der Leistung zur Spannung ergibt:

$$\mathfrak{U}_E^2 = \overline{U_E^2} \cdot F_m \cdot (C_N)_A.$$

Darin bedeuten:

$\mathfrak{U}_E$ = Effektivwert der Eingangssignalspannung,

U_E = Rauschspannung des Generatorinnenwiderstandes R_g.

Bei rein ohmschen Innenwiderstand erhält man mit $\overline{U_E^2} = 4\,kT\,B_{eff}\,R_g)$

$$\mathfrak{U}_E = \sqrt{4\,kTB_{eff}\,R_g \cdot F_m \cdot (C_N)_A}. \qquad (9)$$

B_{eff} ist die Bandbreite des Übertragungssystems. Beim Übergang auf Spannungen wird

$$C_N = C_U^2,$$

wobei C_U das Signal/Rauschspannungsverhältnis ist. Damit ergibt sich für die Eingangssignalspannung:

$$\mathfrak{U}_E = (C_u)_A \cdot U_E \cdot \sqrt{F_m}. \qquad (10)$$

Für verschiedene Übertragungszwecke muß am Ausgang des Übertragungsvierpols ein minimales Signal/Rauschverhältnis (Leistungen oder Spannungen) vorausgesetzt werden, um eine genügende Übertragungsqualität zu erzielen. Mit den Gleichungen (9) oder (10) erhält man am Eingang eine minimale Signalspannung, die bei bekanntem „F" eines Vierpols nicht unterschritten werden darf.

Das Meßprinzip

Das Meßprinzip leitet sich unmittelbar aus der Gleichung (7) ab, die man zu diesem Zweck durch Einführung von

$$\mathfrak{N}_A/N_A = 1 \quad \text{vereinfacht.} \qquad (11)$$

Wie diese Bedingung meßtechnisch realisiert wird, soll im folgenden erläutert werden. Die Beziehung (7) lautet jetzt:

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E}{N_E}. \qquad (12)$$

Das Rauschnormal

Wie bei allen genauen Messungen, ist auch bei Rauschmessungen die Anwendung eines Meßnormals notwendig. Als „Rauschnormal" kann ein rein ohmscher Widerstand, an dessen Klemmen die Rauschurspannung

$$U_R = \sqrt{4\,kT\,\Delta f\,R}$$

steht, dienen. Man bezieht sich also dabei auf das Nyquistrauschen dieses Widerstandes R. Der Meßvorgang geht so vor sich, daß die zu messende unbekannte Rauschquelle mit einem variablen Widerstand R solange verglichen wird, bis die Rauschspannungen vom Normal und Meßobjekt übereinstimmen. Aus der Größe des verglichenen Widerstandes läßt sich unmittelbar das Rauschen des zu untersuchenden Objekts angeben. Auf diese Weise gelangt man zu einem einfachen und doch relativ genauen Vergleichsnormal. Es kann jedoch nur dann angewendet werden, wenn die zu untersuchende Rauschquelle relativ kleine Rauschspannungen abgibt.

Transistoren liefern aber im allgemeinen derart große Rauschspannungen, daß die Vergleichswiderstände in Größenordnungen von 10^6 bis $10^{10}\,\Omega$ kommen würden.

Die Industrie ist zwar in der Lage Schichtwiderstände in dieser Größe herzustellen, diese bestehen jedoch aus Graphit, Borkohle usw. und sind ihrer Struktur nach Halbleiter, die neben dem thermischen Rauschen noch andere Effekte wie Stromrauschen und Kontaktrauschen an den Kappen zeigen. Letztere Einflüsse sind nicht ohne weiteres zu erfassen und lassen somit einen Vergleich, der rechnerisch nur das thermische Rauschen berücksichtigt, nicht zu. Als Normalwiderstände werden daher nur drahtgewickelte Exemplare verwendet, die von der Industrie bis zu etwa $10^5\,\Omega$ hergestellt werden. Aus diesem Grunde ist es notwendig, ein anderes Rauschnormal zu benutzen, das mit kleineren Normalwiderständen auskommt.

Ein sehr brauchbares Normal stellt die sogenannte Rauschdiode dar. Die Rauschdiode ist eine Vakuumdiode mit direkt geheizter Wolframkatode, deren Sättigungsstrom (I_s) einen genau definierten Anteil von Rauschströmung enthält.

Hier gilt die von Schottky abgeleitete Beziehung über das Diodenrauschen

$$\overline{i_r^2} = 2\,e\,I_s\,\Delta f. \qquad (13)$$

Fließt dieser Rauschstrom durch einen drahtgewickelten ohmschen Widerstand R, so fällt an ihm die Rauschspannung

$$\overline{u_r^2} = \overline{i_r^2} \cdot R^2 = 2\,e\,I_s\,\Delta f\,R^2 \qquad (14)$$

ab. Dadurch werden mit einem relativ kleinen Widerstand R Rauschspannungen erzielt, die dem thermischen Rauschen von Widerständen in der Größenordnung von $10^6 \cdots 10^8\,\Omega$ entsprechen.

Dieses Rauschnormal findet bei der Messung des Rauschfaktors F nach der Zusatzmethode Anwendung.

Der im Bild 4 angedeutete Indikator muß eine Effektivwertbewertung, der an seinen Klemmen liegenden Spannung, unabhängig von der Kurvenform vornehmen nach der Beziehung

$$\mathfrak{U}_\alpha = \sqrt{\mathfrak{U}_1^2 + \mathfrak{U}_2^2 + \cdots}. \qquad (15)$$

Das ist notwendig, weil ein Rauschspektrum nach Fourier in Grundwelle und unendlich viele Oberwellen zerlegt werden kann, deren Amplituden und Phasen beliebig verteilt sind. Die Einzelkomponenten überlagern sich ungestört, demzufolge muß die Gesamtbewertung nach (15) erfolgen. Die Ausführung des Indikators wird später ausführlich beschrieben.

Die Wechselstromersatzschaltung des Rauschnormals ist im Bild 5 dargestellt. Darin bedeuten i_r die Rauscheinströmung der Diode und $u_{r,\,th}$ die thermische Rauschspannung die vom R_g hervorgerufen wird.

Als Signalleistung ($\mathfrak{N}_E$) wird die vom Normal gelieferte Rauschleistung angesehen, während (N_E) die thermische Rauschleistung ist, die von den in der Schaltung befindlichen Widerständen (R_g, kalte Diode) hervorgerufen wird. Dabei kann der Innenwiderstand der Diode gegen R_g vernachlässigt werden. Nunmehr lassen sich mit der Beziehung (13) die am Transistoreingang zur Verfügung stehenden Leistungen wie folgt angeben:

$$\mathfrak{N}_E = \frac{\overline{u_r^2}}{4\,R_g} = \frac{\overline{i_r^2} \cdot R_g^2}{4\,R_g} = \frac{1}{2}\,e\,I_s\,\Delta f\,R_g, \qquad (16)$$

$$N_E = \frac{\overline{u_{r,\,th}^2}}{4\,R_g} = \frac{4\,kT\,\Delta f\,R_g}{4\,R_g} = kT\,\Delta f, \qquad (17)$$

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E}{N_E} = \frac{e\,I_s\,\Delta f\,R_g}{2\,kT\,\Delta f} = \frac{e}{2\,kT} \cdot I_s\,R_g, \qquad (18)$$

$$\text{mit } e/2\,kT = \frac{1{,}6 \cdot 10^{-19}}{2 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 293} \;\frac{\text{As}}{\frac{\text{Ws}}{°\text{K}} \cdot °\text{K}} = 20\,\text{V}^{-1} \quad \text{wird}$$

$$F = 20\,I_s\,R_g \quad \text{oder} \quad F = 10\,\lg(20\,I_s\,R_g) \text{ in dB}. \qquad (19)$$

Bisher war vorausgesetzt, daß am Transistorein- und -ausgang Anpassung herrscht, also $R_g = R_e$ und $R_a = R_L$ ist. Diese Anpassungen werden im allgemeinen nicht erfüllt, da sich z. B. der Eingangswiderstand eines Transistors mit der Wahl des Arbeitspunktes und des Lastwiderstandes ändert. Außerdem ist der Eingangswiderstand frequenzabhängig und muß von Fall zu Fall berechnet werden.

Die am Eingang stehenden Leistungen müssen daher mit einem Teilerfaktor

$$\gamma^2 = \frac{4\,R_e\,R_g}{(R_e + R_g)^2}$$

multipliziert werden. Dieser würde sich aber bei der Bildung von F wieder herausheben. Man sieht also, daß bei dieser Definition von F der Eingangswiderstand R_e nicht eingeht, was als besonderer Vorteil anzusehen ist und die Anwendung der F-Messung bei Transistoren überhaupt erst ermöglicht. Bisher wurde die gestellte Bedingung $\mathfrak{N}_A/N_A = 1$ bei der Ableitung stillschweigend als erfüllt angesehen. Die Realisierung der Bedingung geschieht während der Messung in folgender Weise:

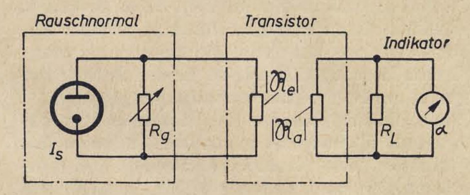


Bild 4: Prinzipschaltung zur Messung des Rauschfaktors F

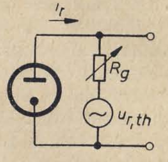


Bild 5: Wechselstromersatzschaltbild des Rauschnormals

Die bei kalter Rauschdiode am Transistoreingang stehende Rauschleistung wird zum Ausgang hin übertragen, wobei sich die im Transistor selbst entstehende Rauschleistung hinzu addiert, so daß am Ausgang die Rauschleistung N_A gebildet wird. Am R_L fällt eine Rauschspannung u_{ra} ab, die am Indikator einen Ausschlag α hervorruft.

Daraufhin wird eine von der Rauschdiode stammende Signalleistung $\mathfrak{N}_E$ an den Eingang gegeben und so durch I_s geregelt, daß der Indikatorausschlag auf $\alpha' = \sqrt{2}\,\alpha$ ansteigt. Der $\sqrt{2}$fache Spannungsanstieg am R_L wird also durch die zusätzlich am Ausgang auftretende Signalleistung $\mathfrak{N}_A$ hervorgerufen. Durch sie ist die Rauschspannung u_{ra} auf $u'_{ra} = \sqrt{2}\,u_{ra}$ gestiegen, so daß die Gesamtleistung ($\mathfrak{N}_{ges} = \mathfrak{N}_A + N_A$) am Ausgang liegt.

Da R_L während des Vorganges konstant geblieben ist, muß also $\overline{u'^2_{ra}} = 2\,\overline{u^2_{ra}}$ sein. Somit ist $\mathfrak{N}_{ges} = 2\,\mathfrak{N}_A = 2\,N_A$ oder $\mathfrak{N}_A = N_A$, und schließlich ist $\mathfrak{N}_A/N_A = 1$.

Die Meßpraxis hat jedoch gezeigt, daß das genaue Einstellen von $\alpha' = \sqrt{2}\,\alpha$ am Indikator relativ zeitraubend ist oder sich nicht realisieren läßt. Das trifft dann zu, wenn das Eigenrauschen des zu untersuchenden Transistors derart hoch ist, daß die vom Rauschnormal gelieferte Spannung nicht ausreicht, um am Ausgang die doppelte Leistung zu erzielen. Jedoch ist auch dann noch eine F-Messung möglich. Man setzt

$$\mathfrak{N}_A/N_A = y^2 \quad \text{und} \quad \frac{u'_{ra}}{u_{ra}} = \frac{\alpha'}{\alpha} = z.$$

Am R_L entsteht die Leistung

$$\mathfrak{N}_{ges} = \mathfrak{N}_A + N_A = N_A\,(1 + y^2)$$

oder in Spannungen ausgedrückt

$$\frac{\overline{u'^2_{ra}}}{\overline{u^2_{ra}}} = z^2 = 1 + y^2,$$

daraus folgt

$$y^2 = z^2 - 1,$$

und als Endresultat

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E/N_E}{z^2 - 1} = \frac{20}{z^2 - 1}\,I_s\,R_g. \qquad (20)$$

Das Rauschmeßgerät

Das beschriebene Meßgerät gestattet, den Rauschfaktor F von Transistoren in Basis- und Emitterschaltung im Frequenzbereich von 300 Hz···500 kHz zu messen. Dabei soll der Arbeitspunkt des Transistors beliebig und kontinuierlich einstellbar sein. Bild 6 zeigt das Blockschaltbild des Rauschmeßgerätes.

Das Rauschnormal

Das Kernstück des Rauschnormals bildet die Rauschdiode. Es wurde eine Röhre vom Typ MR 02 (Gnomserie des Funkwerk Erfurt) verwendet. Das vollständige Schaltbild des Rauschnormals zeigt Bild 7.
Mit den Drahtpotentiometern P_1 (grob) und P_2 (fein) wird der Heizstrom und damit der Diodenstrom I_S eingeregelt. Der Diodenstrom kann am Strommesser (I_1), das umschaltbar die Bereiche 100 μA; 0,5, 1, 5, 10 und 50 mA erfaßt, abgelesen werden. Der Heizstrom wird einem Bleisammler und die Anodenspannung von 110 V einer Anodenbatterie entnommen. Es wurde reiner Batteriebetrieb vorgesehen, um alle Schwankungen, die bei Betrieb aus einem Netzgerät entstehen können, sicher auszuschalten. Es kommt darauf an, daß I_S ein möglichst idealer Gleichstrom ist.
Die Kombination R_2C_1 soll die Reste einer eventuell einstreuenden Brummspannung fernhalten.
Der Arbeitswiderstand der Diode, über dem die Rauschspannung abgegriffen wird (R_g), besteht aus zwei Widerstandsdekaden (10 · 100 Ω und 10 · 1000 Ω). Die Dekadenwiderstände sind engtoleriert und drahtgewickelt und mit einem zuverlässigen Schalter versehen, sie eignen sich daher gut als „Normale". Die Auskopplung der Rauschspannung erfolgt abgeschirmt über C_2 (MP-Kondensator). Er muß einen hohen Isolationswiderstand besitzen, damit keine Leckströme in die nachfolgende Transistorschaltung eindringen, die den Arbeitspunkt des Transistors undefiniert verändern können.
Die Eichung des Rauschnormals wird später in Verbindung mit einigen anderen Kontrollmessungen am fertigen Meßgerät beschrieben.

Die Transistor-Arbeitspunktschaltung

Wie bereits erwähnt, sollen F-Messungen an Transistoren in Basis- und Emitterschaltung durchführbar sein.
Grundsätzlich ist es möglich, beide Schaltungsarten in einem gemeinsamen Aufbau zusammenzufassen und die jeweilige Betriebsart durch Umschaltung einzustellen. Die dafür erforderliche große Zahl von Schaltkontakten würde sich aber unter Umständen ungünstig auf die Messung auswirken. Es wäre mit Kontaktrauschen zu rechnen, besonders dann, wenn die Kontakte im Wechselstromkreis der Schaltung liegen. Um diese Unsicherheit auszuschalten, wurde der Aufbau getrennt für Basis- und Emitterschaltung in Form von kleinen Einschüben ausgeführt, die über Kontaktleisten (mit versilberten Kontakten) mit dem Stammgerät in Verbindung stehen und die Betriebsspannungen sowie Ein- und Ausgangsleitungen zuführen.
Da beide Schaltungen praktisch gleich aufgebaut sind, wird nur die Basisschaltung erwähnt (Bild 8). Die Emitterschaltung weist lediglich im Eingangskreis eine umgekehrte Polung der Speisespannung auf.
Die Gleichstromversorgung erfolgt aus zwei Anodenbatterien. Um alle Betriebsbedingungen erfüllen zu können, müssen die Spannungsquellen umschaltbar sein. Damit eignet sich die Arbeitspunktschaltung auch sehr gut zur Kennlinienaufnahme.
Die Elektrodenströme werden mit kleinen Einbauinstrumenten gemessen, während für die Messung der Elektrodenspannungen Buchsen herausgeführt wurden, an denen ein hochohmiges Multizet angeschlossen werden kann (etwa 20 kΩ/V).

Der Vorverstärker

Beim Messen von Rauschspannungen ist es notwendig, Verstärker einzusetzen, da ein direktes Messen oder Vergleichen dieser kleinen Spannungen unmöglich ist. Ein solcher Verstärker muß spezielle Forderungen erfüllen, die in diesem Falle wie folgt zusammengefaßt werden können und in der Reihenfolge ihrer Wichtigkeit hier aufgeführt werden:

a) minimales Eigenrauschen,

b) hohe Verstärkung,

c) erforderliche Bandbreite (300 Hz···500 kHz),

d) Mikrofoniefreiheit bis zur unteren Grenzfrequenz,

e) kleine Abmessungen.

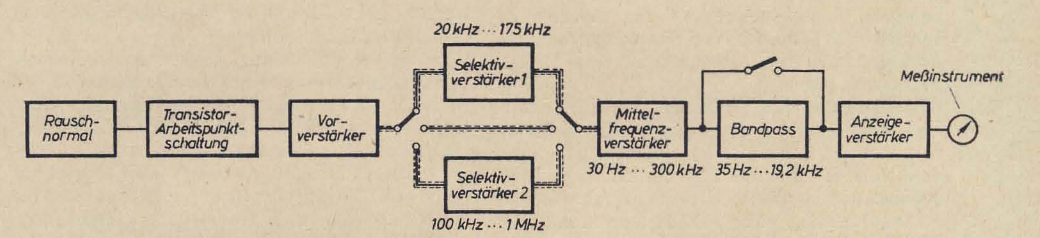


Bild 6: Blockschaltbild des Rauschmeßgerätes

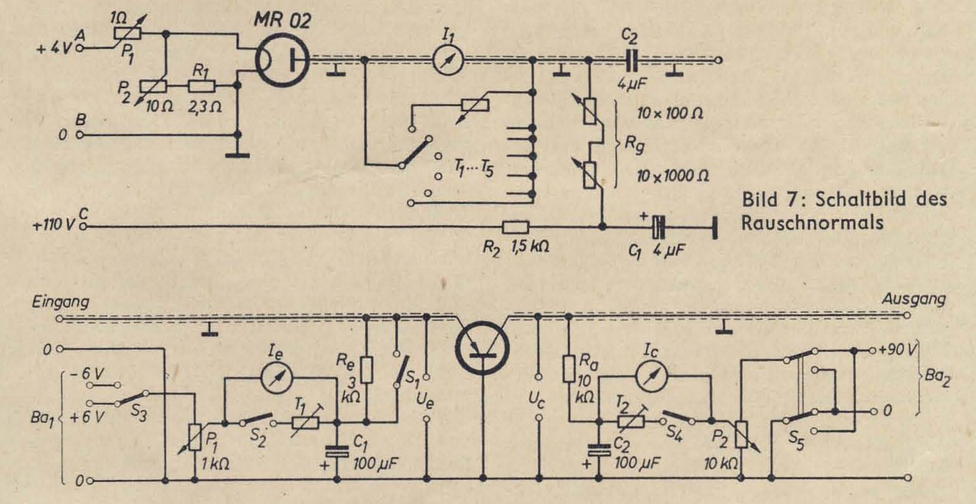


Bild 7: Schaltbild des Rauschnormals

Bild 8: Transistormeßschaltung (Basisschaltung)

Man erkennt, daß sich vor allem die Forderungen (b) und (c) gegenseitig ausschließen, denn eine hohe Verstärkung geht immer auf Kosten der Bandbreite. Daher ist es wichtig, einen brauchbaren Kompromiß zu finden.
Der Vorverstärker kann infolge der relativ großen Bandbreite praktisch nur als RC-Verstärker aufgebaut werden. Die grundlegende Frage, die praktisch in alle gestellten Forderungen (a bis e) eingeht, ist die der Röhrenbestückung. Bisher war es üblich, Verstärker für Rauschmeßzwecke mit der rauscharmen HF-Pentode 6 AC 7 zu bestücken, wobei die erste Stufe als Triode geschaltet wird.
Es hat sich jedoch gezeigt, daß die 6 AC 7 sehr stark mikrofonieempfindlich ist und das Messen bei tiefen Frequenzen in geräuscherfüllten Räumen nahezu unmöglich machte, obwohl der Verstärker abgeschirmt und federnd aufgehängt war. Es wurde die geeignetere Novalröhre ECF 82 verwendet, die zwar nicht in allen Punkten der 6 AC 7 überlegen ist, jedoch den Vorteil aufweist, in einem Kolben gleich zwei Systeme zu vereinigen, so daß man mit einer einzigen Röhre auskommen kann. Außerdem sind die Abmessungen des Kolbens kleiner als die der 6 AC 7. Weiterhin ist durch den engen, gedrängten Systemaufbau eine weitgehende Verminderung der Mikrofonieempfindlichkeit erzielt worden, so daß dieser Effekt die Messungen nicht beeinträchtigt.
Die Schaltung des Verstärkers ist im Bild 9 dargestellt. Alle Widerstände außer den Gitterableit- und Schirmgitterwiderständen sind drahtgewickelt, um zusätzliches Stromrauschen zu vermeiden. Die Stromversorgung geschieht wiederum aus einem Bleisammler für die Heizung und der Anodenbatterie 1, die schon die Transistorarbeitsschaltung speist.
Den Frequenzgang des Verstärkers zeigt Bild 10.
Die drei bisher beschriebenen Baugruppen sind in einem aus Stahlblech bestehenden Gehäuse untergebracht, in dessen doppeltem Boden die beiden Anodenbatterien gegen elektrische und magnetische Streufelder weitgehend abgeschirmt, eingeschoben sind.
Den mechanischen und elektrischen Aufbau zeigen die Bilder 11, 12, 13.

Der Selektivverstärker 1 und 2

Der Selektivverstärker 1 ist ein zweistufiger Resonanzverstärker (bestückt mit 2 × AF 7). Die Resonanzkreise erfassen, umschaltbar in zehn Stufen, die Meßfrequenzen 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 100, 150 und 175 kHz mit einer Bandbreite zwischen 0,6 und 9,5 kHz. In einer 11. Stufe läuft der Verstärker breitbandig (100 Hz···100 kHz). Das Gerät besitzt einen eigenen Netzteil. Die Schaltung enthält keine Besonderheiten.
Der Selektivverstärker 2 ist ein Dreikreis-Geradeausempfänger (bestückt mit 3 × RV2 P 800). Er entstand aus einem kommerziellen Gerät älteren Baujahres. Die Empfangsfrequenz des für Rauschmeßzwecke etwas abgeänderten Gerätes, läßt sich in vier Bereichen kontinuierlich von 100 kHz bis etwa 900 kHz durchstimmen. Verstärkungsgrad und Bandbreite lassen sich durch Rückkopplungsänderung einstellen.

Der Mittelfrequenzverstärker und der Bandpaß

Der Mittelfrequenzverstärker ist ein unter der Bezeichnung V 4 vom VEB Funkwerk Dresden hergestelltes Gerät, welches das Frequenzband

von 30 Hz bis 300 kHz mit max. 100facher Verstärkung überträgt. Da vom Hersteller eine ausführliche Gerätebeschreibung vorliegt, kann in diesem Beitrag darauf verzichtet werden.
Der vom VEB Werk für Fernmeldewesen hergestellte Bandpaß erfaßt in 17 Bereichen ein Frequenzband von 35 Hz bis 19,2 kHz. Es wird jeweils eine Oktave ausgesiebt. Außerdem kann der Bandpaß breitbandig geschaltet werden.
Die drei genannten selektiven Glieder des Rauschmeßgerätes gestatten nunmehr, im Frequenzgebiet von 300 Hz bis 500 kHz eine große Anzahl von Fixpunkten festzulegen und an diesen Stellen Messungen des Rauschfaktors F durchzuführen. Als Ergebnis dieser Meßreihe gewinnt man die spektrale Verteilung des gesuchten Transistorrauschens.

Der Anzeigeverstärker

Der Anzeigeverstärker hat die Aufgabe, die von den selektiv verstärkenden Baugruppen gelieferten Rauschspannungen zur Anzeige zu bringen. Die Anzeige von Rauschspannungen muß durch Bildung des quadratischen Mittelwertes geschehen.
Diese Aufgabe wird prinzipiell von Röhrenvoltmetern gelöst, die durch besondere Maßnahmen eine von der Kurvenform des Eingangssignales unabhängige Quadrierung herbeiführen. Man bedient sich hierbei vielfach des quadratischen Kennlinienteils von Elektronenröhren. Die Mittelwertbildung übernimmt meist das Anzeigeinstrument (Drehspulmeßwerk). Es wurde ein eigenes Anzeigegerät aufgebaut, das neben dem Meßwerk noch einen RC-Verstärker enthält, um genügend Empfindlichkeitsreserve zu erzielen. Als eigentliches Meßwerk wird ein Drehspulgerät mit angebautem Thermoumformer eingesetzt. Das Instrument besitzt 6-mA-Vollausschlag. Da hier die Wärmeentwicklung der zugeführten elektrischen Energie zur Anzeige ausgenutzt wird, zeigt das Instrument automatisch den quadratischen Mittelwert an. Außerdem ist die Anzeige bis zu sehr hohen Frequenzen (300 MHz) frequenzunabhängig. Infolge der thermischen Umwandlung kommt eine gewisse Trägheit der Anzeige zustande, die bei Rauschmessungen gerade erwünscht ist und somit nicht erst künstlich erzeugt werden muß.
Dafür muß ein dem Thermoumformer (Th) anhaftender Nachteil, nämlich seine starke Überlastungsanfälligkeit, in Kauf genommen und durch besondere Maßnahmen beseitigt werden. Die Zerstörungsgefahr des Heizers ist besonders bei tiefen Frequenzen gegeben, wo häufig kurzzeitige starke Funkelspitzen im Rauschspektrum auftreten. Die Schaltung des Anzeigeverstärkers zeigt Bild 14.
Der Verstärker ist mit der mittelsteilen HF-Doppeltriode ECC 85 und zwei HF-Endpentoden EL 83 bestückt. Er besitzt praktisch zwei getrennte Kanäle, die vom Eingangssignal parallel ausgesteuert werden. Kanal I betreibt das Meßwerk (Th-I_1), während Kanal II dem Schutze des Thermoumformers dient. Infolge des geringen Innenwiderstandes des Heizers kann ein wirkungsvoller Schutz desselben nur dadurch erzielt werden, daß man ihn entweder total kurzschließt oder seine Zuleitung auftrennt. Es wurde hier das letztere Beispiel gewählt. Kurz vor Erreichen des Vollausschlages am Instrument (I_1) öffnet ein polarisiertes Relais mit seiner Arbeitswicklung A_1 den Kontakt a und unterbricht den Stromkreis des Thermoheizers.
Die Schutzschaltung arbeitet in Verbindung mit einem Kellogschalter, bei dem nur die Mittelstellung gerastet ist, und dem Verstärkungsregler P_1 am Eingang des Verstärkers. Die Wirkungsweise ist folgende:
P_1 steht in Nullstellung. Legt man den Kellogschalter in die untere Schaltstellung um, so erhält der Th über $S_{1,1}$ Strom aus Kanal I, wenn P_1 aufgeregelt wird. Über $S_{1,3}$ erhält A_1 Strom aus Kanal II und zieht dann an, wenn I_1 nahezu einen Vollausschlag anzeigt. Der Kontakt a wird geöffnet und der Th außer Betrieb gesetzt. P_1 wird wieder in die Nullstellung geregelt und der Kellogschalter über seine Ruhelage in die obere Schaltstellung gebracht, so daß ein Strom über $S_{1,2}$ in die Arbeitswicklung A_2 fließen kann. Das Relais (Kontakt a) nimmt wieder die Ausgangsstellung ein und der Vorgang kann von neuem beginnen.
Wurde nach Ansprechen des Überlastungsschutzes versäumt P_1 zurückzudrehen, so wird beim erneuten Umlegen des Kellogschalters in die Anzeigelage (untere Schaltstellung) A_1 sofort wieder anziehen, so daß kein Ausschlag zustande kommt, ehe nicht die Überlastungsgefahr durch Reduzierung der Verstärkung beseitigt wird.
In der mittleren Ruhelage des Kellogschalters wird an Stelle von Th ein gleichgroßer Widerstand (R_{13}) eingeschaltet. Damit wird erreicht, daß der empfindliche Umformer tatsächlich nur dann in Betrieb gesetzt wird, wenn der Bedienende den Kellogschalter nach unten drückt und somit seine Aufmerksamkeit der Anzeige zuwendet.
Der Anzeigeverstärker besitzt eine Bandbreite von 200 Hz bis 1 MHz bei einer Eingangsempfindlichkeit von 50 mV für Vollausschlag am I_1.

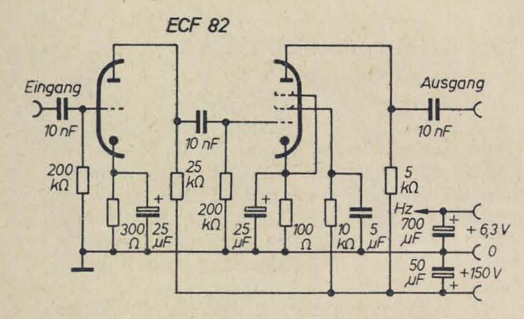


Bild 9: Schaltbild des Vorverstärkers

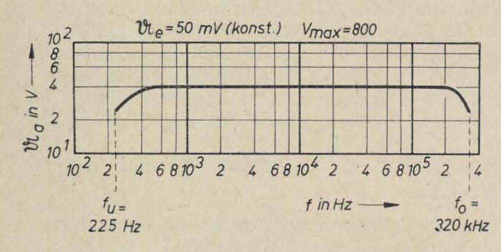


Bild 10: Frequenzgang des Vorverstärkers

Kontrollmessungen

Zunächst mußte geprüft werden, ob die Beziehung (13) bzw. (14) bei dem hier aufgebauten Rauschnormal erfüllt ist. Zu diesem Zweck wird, unter Umgehung der Transistorschaltung, das Rauschnormal direkt auf den Vorverstärker geschaltet. Bei kalter Rauschdiode erhält man bei einem eingestellten Widerstand R_{g1} einen Ausschlag α_1 am Anzeigeverstärker. Der gleiche Ausschlag α_1 wird nun bei einem Rauschdiodenstrom I_s und einem anderen Widerstand $R_{g2} < R_{g1}$ durch Variation von I_s hergestellt. Es gilt dann:

$$\overline{u_r^2}(R_{g_1}) = 4\,kT\,\Delta f\,R_{g_1} = \overline{u_r^2}_{(Diode)}$$

$$= 2\,e\,I_s\,\Delta f \cdot R_{g_2}^2 + 4\,kT\,\Delta f\,R_{g_2}\,,$$

$$R_{g_1} = \frac{e}{2\,kT}\,I_s\,R_{g_2}^2 + R_{g_2}\,,$$

$$R_{g_1} = 20\,I_s\,R_{g_2}^2 + R_{g_2}\,. \qquad (21)$$

Wenn bei der Messung die Beziehung (21) erfüllt wird, arbeitet das Rauschnormal einwandfrei und die F-Messungen — nach (20) — müssen (in den Fehlergrenzen) richtige Werte liefern. Das hier verwendete Rauschnormal zeigte diese Übereinstimmung.
Eine Korrektur der gemessenen F-Werte wurde dadurch notwendig, daß die Eingangsstufe des Vorverstärkers ebenfalls rauscht und zum gemessenen Rauschfaktor F_{ges} beiträgt. Der Eigenrauschfaktor F_v des Vorverstärkers wurde gemessen, indem wiederum die Transistorschaltung umgangen und das Rauschnormal direkt auf den Eingang des Vorverstärkers geschaltet wurde. Die Messung geschieht dann genauso wie beim Transistor. Die gemessenen Eigenrauschfaktoren F_v in Abhängigkeit der Frequenz sind im Bild 15 dargestellt.
Besitzt der zu untersuchende Transistor den Rauschfaktor F_{Tr} und die Leistungsverstärkung G_{Tr}, so beträgt der gemessene Rauschfaktor

$$F_{ges} = F_{Tr} + \frac{F_v - 1}{G_{Tr}}\,. \qquad (22)$$

Daraus ergibt sich also das gesuchte Rauschen:

$$F_{Tr} = F_{ges} - \frac{F_v - 1}{G_{Tr}}\,. \qquad (23)$$

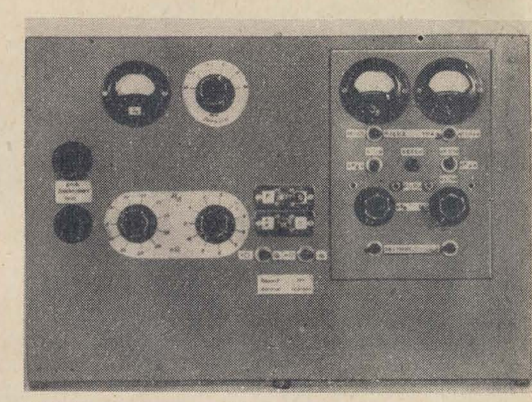


Bild 11: Bedienungsfeld (Rauschmeßgerät)

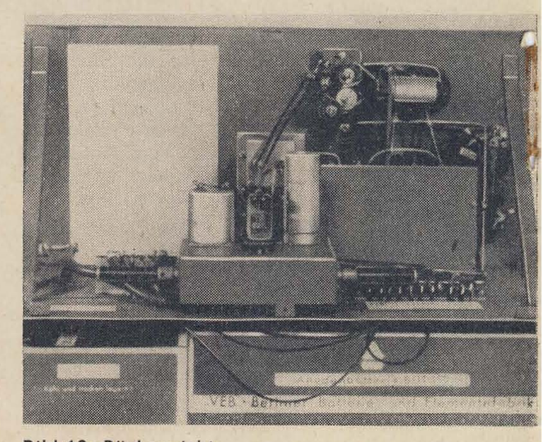


Bild 12: Rückansicht

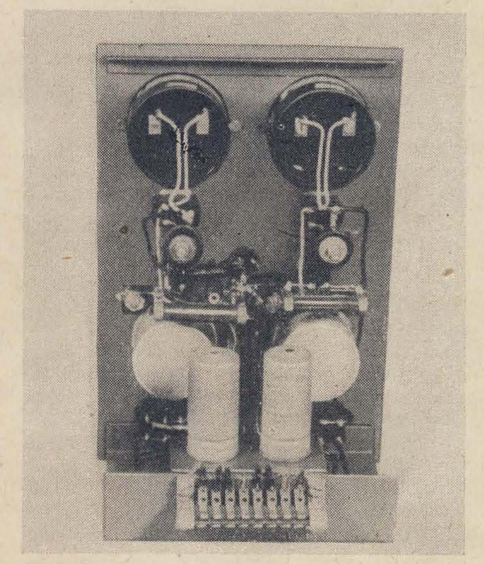


Bild 13: Einschub (Rückansicht)

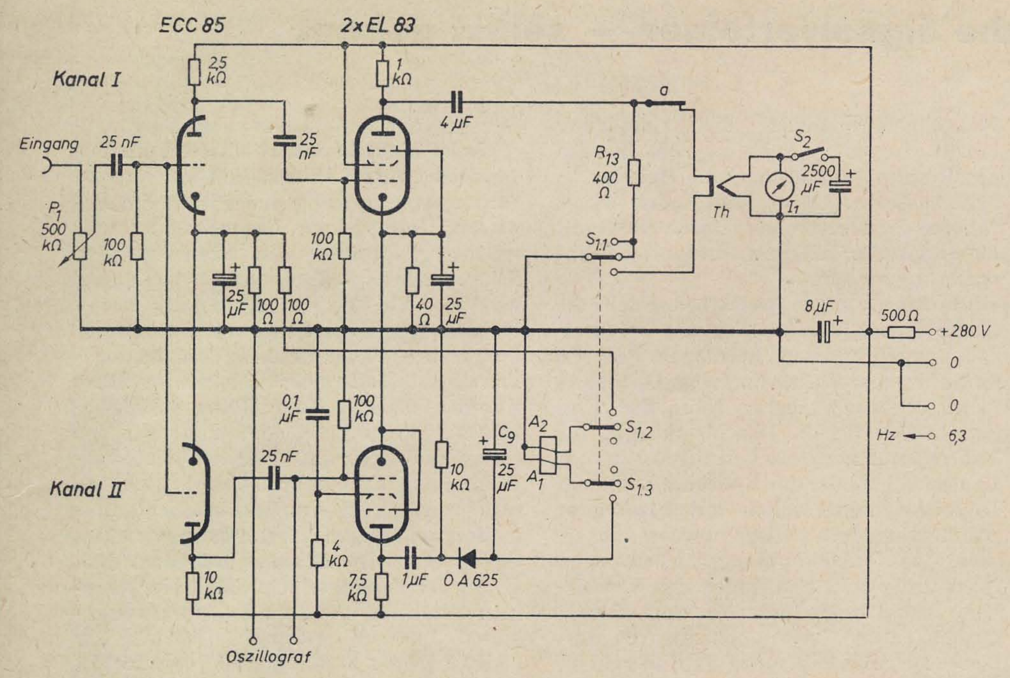


Bild 14: Schaltbild des Anzeigeverstärkers

Literatur

[1] Rothe und Dahlke: Rauschen, NTF-Beiheft (1955).

[2] W. Guggenbühl, Strutt: Experimentelle Bestätigung der Schottkyschen Rauschformeln an neuen Halbleiterdioden im Bereich des weißen Rauschens. AEÜ, Bd. 9 (1955).

[3] Mansfeld: Bestimmung des Rauschfaktors verschiedener Verstärker durch Vergleich. Funk und Ton Nr. 7 und 10 (1953).

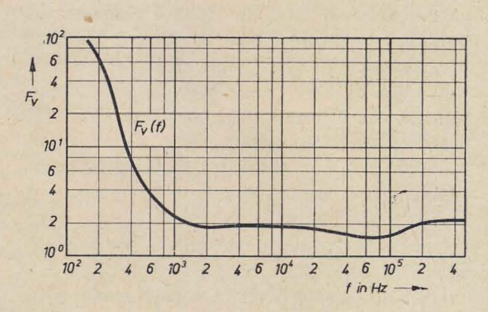


Bild 15: Eigenrauschen des Vorverstärkers

Fernseh-Großbildprojektor für den studentischen Unterricht in der Charité

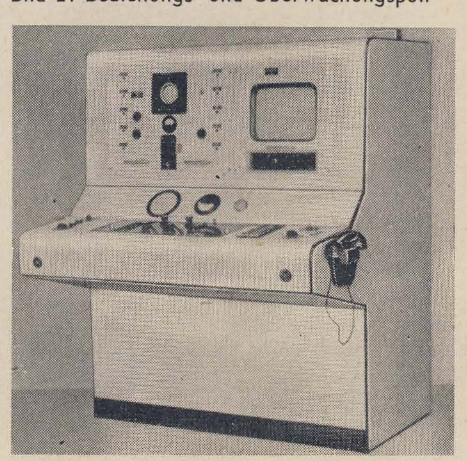
In Anwesenheit des Staatssekretärs für Hoch- und Fachschulwesen, Herrn Dr. Girnus, des Dekans der Medizinischen Fakultät, Herrn Prof. Dr. med. Kettler, und des Direktors der Chirurgischen Universitätsklinik, Herrn Prof. Dr. med. Felix, wurde Anfang November die vom

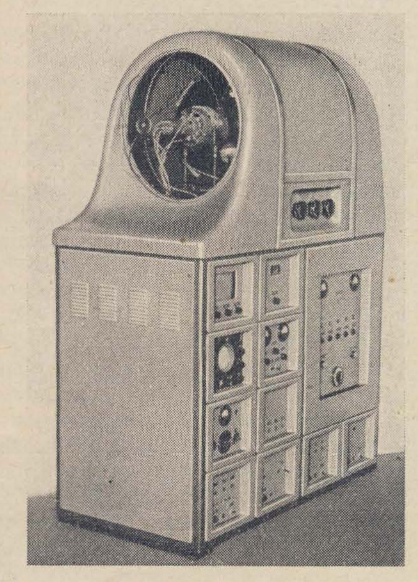

Bild 1: Operationsleuchte mit eingebauter Fernsehkamera

Werk für Fernmeldewesen „WF" speziell für die Charité entwickelte und vom Funk- und Fernmeldeanlagenbau montierte Fernseh-Großprojektionsanlage im Hörsaal der chirurgischen Abteilung der Charité vorgeführt und von der Charité übernommen. Nach der Übertragung, bei der eine im Operationssaal durchgeführte Brustplastik auf eine 2 × 3 m große Bildwand im Hörsaal übertragen wurde, erklärte Prof. Dr. Felix, daß das Problem, 250 bis 300 Studenten in diesem Hörsaal eine Operation plausibel zu machen und das lebendige Erleben des Operateurs zu vermitteln, gelöst sei. Ab Januar 1959 wird der Projektor für den studentischen Unterricht und die Fortbildung von Chefärzten eingesetzt werden. Die Anlage besteht aus drei Bauteilen, die in getrennten Räumen aufgestellt werden können und durch Kabel miteinander verbunden sind. Durch den Kabelbetrieb im sogenannten Kurzschlußverfahren werden hochfrequente Störungen nach außen vermieden. Um den besten Einblick in das Operationsfeld zu haben, ist die Fernsehkamera in dem Gehäuse der allseitig schwenkbaren Operationsleuchte fest eingebaut (Bild 1).

Alle elektrischen und optischen Einstellvorgänge der Kamera, auch Blende, Entfernung und Vergrößerungsmaßstab der „Gummilinse", werden durch Fernbedienung gesteuert. Als Bildaufnahmeröhre wird ein Rieselikonoskop verwendet, dessen Ausgangsbildimpulse in der Kamera in fünf Stufen verstärkt werden. Das Überwachungs- und Bedienungspult (Bild 2) gestattet neben der Fernsteuerung der Kamera von einem getrennten Raum aus die Überwachung des zu übertragenden Bildes an einem Kontrollbildschirm. Ferner erfolgt hier eine weitere Verstärkung der Bildsignale zur Weitergabe an den Projektor. Das letzte Glied in der Kette ist der Fernseh-Großbildprojektor (Bild 3). Er erhält seine Eingangsspannungen vom Kontrollpult über konzentrische Kabel. Die Videosignale werden entsprechend verstärkt und zur Aussteuerung der Projektionsröhre, die mit einer Anodenspannung von 60 kV arbeitet, verwendet. Das etwa 70 × 95 mm große Bild der Projektionsröhre wird mit Hilfe einer Schmidt-Spiegeloptik an die Bildwand projiziert.

Bild 2: Bedienungs- und Überwachungspult




Bild 3: Fernseh-Großbildprojektor

ROLAND KUMMER

Einfache Signalverfolger – selbst gebaut

Die Entwicklung auf dem Gebiete der Rundfunk- und Ela-Technik und die damit verbundene wachsende Kompliziertheit der Geräte brachten es mit sich, daß auch in der Reparaturpraxis neue Prüfverfahren gefunden wurden, welche es ermöglichten, die Fehlersuche an diesen Geräten rationell durchzuführen. Mit der sehr verbreiteten Methode der Strom- und Spannungsmessung an den einzelnen Stufen eines Prüfobjektes war eine rentable Fehlersuche nur bedingt möglich. Es ist erklärlich, daß diese Prüfmethode relativ viel Zeit in Anspruch nahm, vor allem dann, wenn es sich um einen Fehler handelte, der nicht ohne weiteres aus den erzielten Meßergebnissen zu erkennen war.
Große Überlegenheit gegenüber dem obengenannten Prüfverfahren besitzt die Fehlersuche durch Signalverfolgung. Sie beruht im wesentlichen darauf, daß eine den Eingangsklemmen eines Prüflings zugeführte Signalspannung diesen nur soweit einwandfrei durchläuft, wie die einzelnen Stufen oder Bauteile ordnungsgemäß arbeiten. Der Prüfvorgang beginnt also am Eingang des zu untersuchenden Gerätes. An diesen wird ein geeignetes HF- oder NF-Signal angelegt, dessen Verlauf bis zum fehlerhaften Punkt durch Abtasten der einzelnen Stufen mit einem Signalverfolger (ähnlich der Signalverfolgung mit dem Oszillograf) verfolgt wird. Das abgetastete Signal erhält dann in einem Verstärker (dem eigentlichen Signalverfolger) eine etwa 10^4- bis 10^5-fache Verstärkung und wird im Lautsprecher der Prüfeinrichtung zur akustischen Kontrolle hörbar gemacht. Der Fehlerort wird am Fehlen des Signals festgestellt. Er liegt immer zwischen dem zuletzt angetasteten signalführenden und dem darauf folgenden „toten" Punkt. Die Fehlerursache kann, sofern sie nicht direkt zu erkennen ist, meist durch eine einfache Messung festgestellt werden.

Schaltungen praktisch ausgeführter Signalverfolger

In seinen Grundzügen ist der Signalverfolger weiter nichts als ein NF-Verstärker, der durch Vorschalten geeigneter Tastköpfe zum Prüfen von HF und NF eingerichtet ist. Da beim Abtasten besonders der Eingangsstufen und beim Verfolgen von Brummfeldern nur kleine Eingangsspannungen zur Verfügung stehen, muß der Signalverfolger eine hohe Gesamtverstärkung besitzen, damit in jedem Falle eine akustische Kontrolle auch eines schwachen Signals möglich ist. Bedingt durch die hohe Gesamtverstärkung ist es notwendig, den Signalverfolger sauber aufzubauen. Ferner müssen alle Betriebsspannungen gut gesiebt werden und die Erdpunkte eindeutig sein (keine Erdschleifen). Bei voll aufgedrehtem Verstärkungsregler muß die dem Gerät eigene Brummspannung vernachlässigbar klein sein. Das ist notwendig, weil ein relativ starkes Brummen eine einwandfreie Kontrolle des Signals auf Verzerrungen und Brummeinstreuungen hin unmöglich macht. In jedem Falle ist zum Zwecke der Brummverminderung die Heizung zu symmetrieren. Unter Umständen ist es ratsam (besonders bei älteren Röhren), die Röhre der Eingangsstufe mit Gleichspannung zu heizen.
Brummspannungen entstehen auch oft durch unsachgemäßes Verlegen wechselspannungsführender Leitungen. Es ist darauf zu achten, daß derartige Leitungen nicht in unmittelbarer Nähe der Eingangsstufen liegen. Das gleiche gilt für Tonfrequenz führende Leitungen, die vom Lautsprecher oder der Endröhre kommen. Diese Leitungen sollen mit besonderer Aufmerksamkeit verlegt werden, da sie sonst zu Rückkopplungserscheinungen führen, die zum Schwingen des Verstärkers Anlaß geben können. Aus diesem Grunde ist auch beim konstruktiven Aufbau des Signalverfolgers darauf zu achten, daß Endstufe und Eingangsröhre räumlich weit voneinander entfernt liegen oder zumindest durch entsprechende Trennwände wirkungsvoll voneinander abgeschirmt sind.
Bild 1 zeigt die Schaltung eines Signalverfolgers, der mit älteren Röhren aufgebaut ist. Verwendet werden in allen Stufen Pentoden. In der ersten und zweiten Stufe befinden sich Röhren vom Typ 6 SJ 7; die Endstufe dagegen ist mit einer 6 SH 7 bestückt. Für Prüfzwecke reicht die Ausgangsleistung dieser Röhre (etwa 1 Watt) vollkommen aus.
Der Katodenwiderstand der Eingangsröhre ist nicht kapazitiv überbrückt. Die dadurch an dem Widerstand auftretende Stromgegenkopplung linearisiert im gewissen Umfang den Frequenzgang und erhöht gleichzeitig die Stabilität der Stufe. Über einen Kondensator von 10 nF wird die NF von der Anode der ersten Röhre ausgekoppelt und auf den Regler P 1 geführt. Dieser dient als Verstärkungs- bzw. Lautstärkeregler. Die zweite Stufe ist ebenfalls mit einer Röhre 6 SJ 7 bestückt. Sie unterscheidet sich von der ersten dadurch, daß hier der Katodenwiderstand mit einem Elektrolytkondensator von 15 µF überbrückt ist. Nach nunmehr zweistufiger Verstärkung wird das Signal über ein normales RC-Glied dem Gitter der Endröhre zugeführt, hier nochmals verstärkt und zum Lautsprecher geleitet. In der Schirmgitterleitung der 6SH7 liegt ein Vorwiderstand von 25 kΩ, der die Schirmgitterspannung auf einem Wert von 150 V hält. Das Schirmgitter ist ferner zur NF-Ableitung mit einem 1-µF-Kondensator abgeblockt.
Da der im Signalverfolger eingebaute Lautsprecher infolge seines kleinen Membrandurchmessers nur ein beschränktes Frequenzband abstrahlt, für viele Prüfzwecke jedoch eine bessere Wiedergabe erwünscht ist, wurden Anschlußbuchsen für einen Zweitlautsprecher vorgesehen. Der in den Signalverfolger eingebaute Lautsprecher kann im Bedarfsfall abgeschaltet werden.

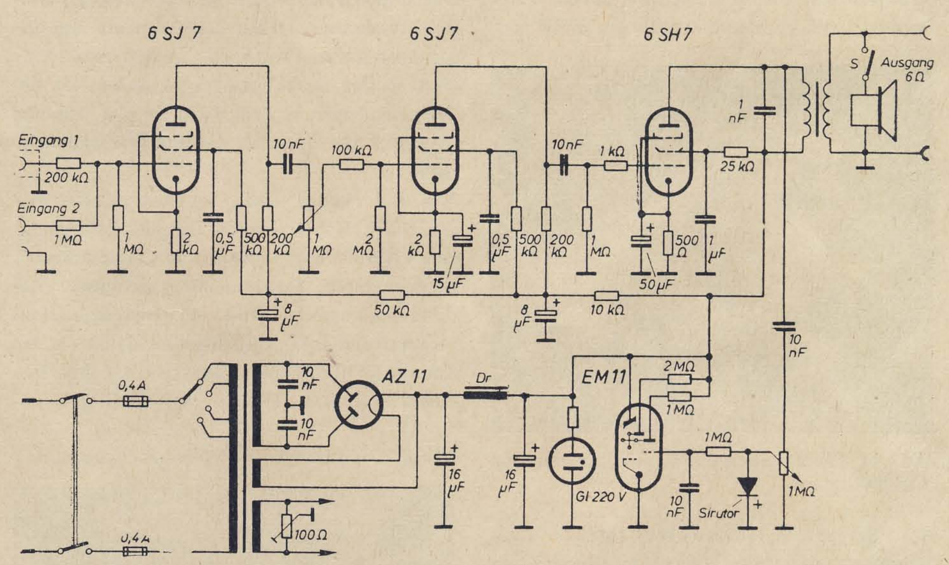


Bild 1: Schaltbild eines Signalverfolgers mit Pentoden

Der Verstärker besitzt zwei Eingänge. Eingang I ist für den Anschluß der Tastköpfe bestimmt und deswegen mit einer HF-Buchse versehen. Der zweite Eingang ist an eine normale Buchsenleiste geführt und ermöglicht damit den Anschluß von elektroakustischen Geräten (Mikrofone, Tonbandgeräte usw.), um sie einer schnellen Betriebsprüfung unterziehen zu können. Dadurch erhält das Gerät eine universelle Verwendbarkeit.
Neben der akustischen Kontrolle ist noch eine optische vorgesehen. Diese ist für viele Prüfungen sehr vorteilhaft. Die an der Anode der Endröhre liegende NF-Spannung wird über einen Kondensator von 10 nF dem Regler P 2 zugeführt, der als Spannungsteiler geschaltet ist, so daß am Schleifer eine in ihrer Höhe veränderliche NF-Spannung abgegriffen werden kann. Diese wird einem Sirutor zugeführt. Dort gleichgerichtet, bewirkt sie eine

negative Steuerspannung am Gitter des Magischen Auges. Der Regler P 2 kann nun so eingestellt werden, daß bei Vollaussteuerung der Endröhre die Leuchtsektoren geschlossen sind. Es ist durch diese Einrichtung möglich, z. B. den Verstärkungszuwachs je Stufe bei einem Prüfvorgang zu beurteilen. Wenn die Gesamtverstärkung des Signalverfolgers bekannt ist, kann der Regler P 1 direkt in Spannungswerten geeicht werden. Man ist so in der Lage, Eingangsspannungen —wenn auch mit keiner großen Genauigkeit — quantitativ abzuschätzen.

Der Stromversorgungsteil der Prüfeinrichtung weist an sich keine Besonderheiten auf. Erwähnenswert ist lediglich die verhältnismäßig hohe Siebung der Anodengleichspannung.

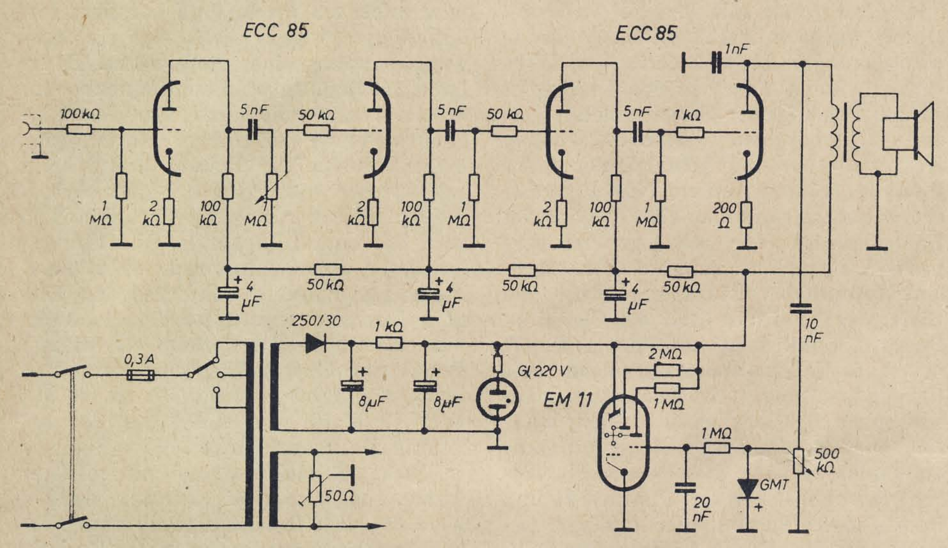


Bild 2: Schaltbild eines Signalverfolgers mit Trioden

Das Schaltbild eines verbesserten Signalverfolgers zeigt Bild 2. Das Gerät ist im Gegensatz zur ersten Schaltung mit zwei modernen Doppeltrioden ECC 85 ausgerüstet. Es arbeiten dabei drei Triodensysteme als NF-Spannungsverstärker, und das letzte System fungiert als Endröhre. Da das Gerät nur der Signalverfolgung dient, ist nur ein Eingang vorhanden. An diesen werden die Tastköpfe angeschlossen, und er ist deswegen wieder mit einer HF-Buchse versehen. Auffallend an der Schaltung ist, daß kein Katodenwiderstand kapazitiv überbrückt ist. Dadurch wird zwar die Stufenverstärkung herabgesetzt, es tritt jedoch infolge der Stromgegenkopplung eine gewisse Stabilisierung des Verstärkers ein. Der Frequenzgang des Gerätes wird nach den tiefen Frequenzen hin stark eingeengt. Für die Signalverfolgung ist dies jedoch kein Nachteil, da der eingebaute Lautsprecher mit seinen geringen Abmessungen in Verbindung mit dem kleinen Gehäusevolumen sowieso keine wirkungsvolle Abstrahlung der Tiefen ermöglicht. Ein Nachteil, der die Anwendung des Gerätes beim Lokalisieren von Brummquellen etwas beeinträchtigt.

Die Schaltung des Verstärkers weist keine Besonderheiten auf, denn sie gleicht in ihren Grundzügen der bereits beschriebenen. Das gleiche gilt für die Anwendung des Magischen Auges. Abweichend von der vorhergehenden Schaltung ist die Stromversorgung. Mit Rücksicht auf den nach unten stark abfallenden Frequenzgang konnte auch die Siebung der Anodengleichspannung trotz Verwendung der Einweggleichrichtung gering gehalten werden.

Die Tastköpfe

Auf Grund der Überlegung, daß bei der Fehlersuche hoch- und niederfrequente Signale abzutasten sind, muß der Signalverfolger mit entsprechenden Tastköpfen ausgerüstet sein. Der einfachste Tastkopf ist dabei der für NF (Bild 3a). Sein einziges Bauelement ist ein 10-nF-Kondensator, der die Aufgabe hat, den Verstärkereingang beim Antasten von gleich-

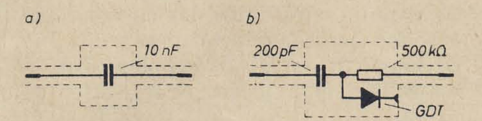
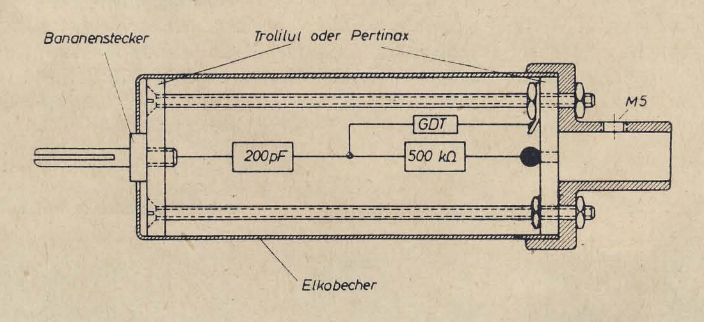


Bild 3: Schaltbilder der HF- und NF-Tastköpfe

spannungsführenden Punkten spannungsfrei zu halten. Anders liegen die Verhältnisse beim HF-Tastkopf (Bild 3b). Dieser hat die Aufgabe, die abgetastete HF-Spannung zu demodulieren. Er ist deswegen mit einer Germaniumdiode ausgerüstet. Die Größe des Ankopplungskondensators soll zwischen 100 und 500 pF liegen. Kleinere Werte setzen infolge der zu losen Kopplung die am Gleichrichter liegende HF-Spannung zu stark herab; größere Werte dagegen rufen eine zu starke Verstimmung beim Antasten von Schwingkreisen hervor. Die Größenangabe des Kopplungskondensators gilt selbstverständlich nur für den Mittel- und Langwellenbereich. Für höhere Frequenzen müssen Kopplungskondensatoren in der Größenordnung von 5 bis 50 pF verwendet werden. Deshalb ist es empfehlenswert, für diese Bereiche einen besonderen Tastkopf anzufertigen. Als Kopplungskondensatoren sind spannungsfeste Typen zu verwenden, da ein Durchschlag beim Antasten spannungsführender Leitungen sofort die Vernichtung der Germaniumdiode zur Folge hätte. Der als drittes Bauelement im HF-Tastkopf liegende 0,5 MΩ-Widerstand soll in Verbindung mit der Kabelkapazität die vorhandene HF-Spannung vom Eingang des Signalverfolgers fernhalten.

Der konstruktive Aufbau der Tastköpfe geht aus den Bildern 4 und 5 hervor. Zu der Ausführung ist zu sagen, daß die Tastköpfe in ihrer Form handlich und nicht zu groß sein sollen. Die Tastspitze richte man in ihren Abmessungen so ein, daß eine handelsübliche Prüfspitze aufgesteckt werden kann, damit auch schwer zugängliche Stellen ohne Schwierigkeiten abgetastet werden können.



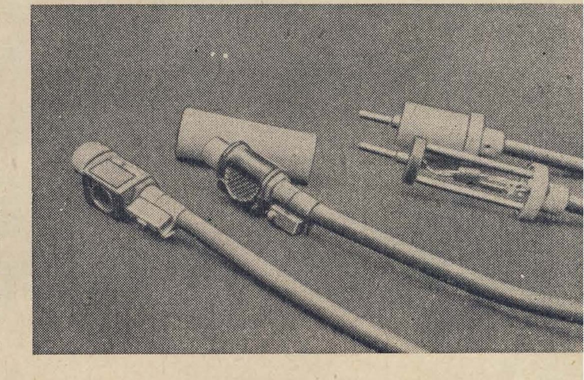


Bild 4 u. 5: Ansicht der Tastköpfe

Die praktische Anwendung des Signalverfolgers

Die folgenden Prüfbeispiele beziehen sich auf einwandfreie Prüfobjekte. Ein Fehler macht sich dadurch bemerkbar, daß das Signal in seiner Intensität stark nachläßt, ganz aussetzt oder hörbar verzerrt erscheint. Der Fehler liegt, wie bereits erwähnt, zwischen dem vorher angetasteten, normales Signal führenden und dem darauffolgenden „toten" bzw. „verzerrten" Punkt.

1. Prüfbeispiel für einen AM/FM-Empfänger (Bild 9).

Dem zu prüfenden Gerät wird durch Anschließen einer Behelfs- oderHochantenne ein HF-Signal zugeführt, welches aus dem Frequenzgemisch der verschiedensten Sender besteht. Es wird nun zunächst die

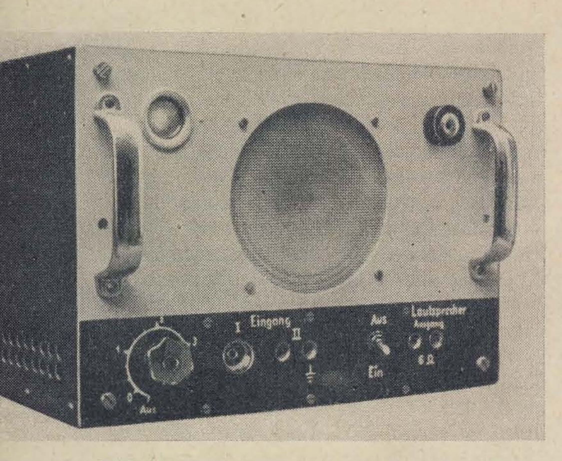


Bild 6: Vorderansicht eines Signalverfolgers nach Schaltbild 1

Antennenbuchse (1) angetastet. Dabei muß im Lautsprecher das Programmgemisch der einfallenden Sender (mindestens der Ortssender) hörbar werden. Der Prüfpunkt 2 zeigt das gleiche Ergebnis. Punkt 3 darf, wenn am Empfänger nicht der Mittelwellenbereich eingestellt ist, nicht signalführend sein. Erst beim Umschalten auf MW muß auch hier wieder das Sendergemisch hörbar werden. Diese Prüfung zeigt die einwandfreie Kontaktgabe der entsprechenden Wellenschalterkontakte an und ist sinngemäß auch bei den anderen Wellenbereichen zu wiederholen. Am Drehko des Eingangskreises (5) ist nun — durch die Siebwirkung des Schwingkreises bedingt — nicht mehr ein Sendergemisch hörbar, sondern das mehr oder weniger einwandfreie Signal eines gerade eingestellten Ortssenders. Durch kurzes Umschalten auf einen anderen Bereich kann auch hier wieder in einfacher Weise die Kontaktgabe des Wellenschalters überprüft werden. Bei defektem Kopplungskondensator C_k wird das Signal am Prüfpunkt 6 stark in seiner Lautstärke abfallen bzw. ganz fehlen. Es folgt nun eine Kurzüberprüfung des Oszillators. Zu diesem Zwecke wird mit dem HF-Tastkopf das Oszillatorgitter angetastet (Punkt 7). Es muß nun ein monotones Rauschen hörbar sein, welches beim Durchdrehen der Oszillatorabstimmung nicht abreißen darf. Reißt es ab, so kann man daraus schließen, daß der Oszillator aussetzt (Schwinglöcher). Infolge der Verkopplung der Misch- und Oszillatorröhre ist mitunter der eingestellte Sender im Rauschpegel durchzuhören. Diese Erscheinung deutet also nicht auf einen Fehler hin. Im Punkt 8 wird die Anode der Mischröhre und damit der erste Punkt des ZF-Teiles angetastet. Wenn Eingangsteil und Oszillator in Ordnung sind, dann muß an diesem Punkt das eingestellte Programm im Lautsprecher des Signalverfolgers hörbar werden. Bei der Verfolgung des Signals werden nun die Prüfpunkte 9, 10 und 11 angetastet. Dabei wird das Signal (bezogen auf den Prüfpunkt 8) etwas schwächer. An der Anode der EBF 80 (Punkt 12) wird infolge der Verstärkung dieser Röhre die Lautstärke sehr groß, fällt jedoch beim Antasten des Punktes 13 geringfügig wieder ab. Ab Punkt 14 erfolgt die Prüfung mit dem NF-Tastkopf. Durch Antasten der Punkte 15 bis 20 wird das Signal bis zum Gitter der EF 86 verfolgt. Beim Ansetzen des Tastkopfes an den Schleifer des Potentiometers (19) und Durchdrehen desselben können Kratzgeräusche und Aussetzfehler dieses Bauteiles erkannt werden. Wird Punkt 21 abgetastet, so kann man die Funktion des Entzerrgliedes für die gehörrichtige Lautstärkeregelung annähernd überprüfen. Wesentlich verstärkt gegenüber dem Gitter der NF-Röhre tritt das Signal an Punkt 22 auf. Liegt an diesem Punkt neben der Signalspannung noch eine Brummspannung, so ist meistens das Anodenspannungssiebglied nicht mehr wirksam (4 μF/20 kΩ). Durch Signalentnahme am Punkt 23 kann dies festgestellt werden. Beim Antasten des Punktes 24 und Betätigen des Tieftonreglers läßt sich dieser überprüfen. Durch Abtasten der Prüfpunkte 25 bis 27 verfolgt man das Signal bis zum Gitter der Endröhre EL 84. Gleichzeitig wird dabei das einwandfreie Arbeiten der Klangtastatur geprüft. Die Wirksamkeit der Gegenkopplungskanäle kontrolliert man an den Prüfpunkten 28 bis 30.

Tritt beim Antasten der Katode der EL 84 (Prüfpunkt 31) eine relativ hohe NF-Spannung auf, so kann man daraus schließen, daß der Katodenkondensator „taub" ist. Erwähnt sei noch, daß selbst bei Katodenkondensatoren von einigen hundert μF an der Katode noch ein NF-Signal liegt. Dieses umfaßt jedoch nur die unteren Frequenzen. Das einwandfreie Arbeiten des Hoch- und Tieftonausganges kann beim Berühren der Punkte 32, 33 und 34 geprüft werden. Schließlich kann durch Antasten der Prüfpunkte 35 bis 37 festgestellt werden, ob Unterbrechungen in den Schwingspulen der Lautsprecher vorliegen. Die Siebwirkung der Anodenspannungssiebglieder wird durch Prüfen an den Punkten 38, 39 und 40 ermittelt. Es muß dabei, vom Punkt 38 angefangen, die Brummspannung bis zum Punkt 40 stark abnehmen. Zu beachten ist, daß bei Einweggleichrichtung das Restbrummen 50 Hz und bei Zweiweggleichrichtung 100 Hz ist.

Bei der Überprüfung des FM-Teiles beginnt der Prüfvorgang wiederum mit dem HF-Tastkopf. Die Ankopplungskapazität wird dabei auf 5 bis 10 pF herabgesetzt. Als Eingangssignal dient hier die Ausgangsspannung eines Meßsenders. Es ist dabei gleichgültig, ob diese frequenz- oder amplitudenmoduliert ist. Das den Eingangsklemmen zugeführte Signal wird beim Antasten der Punkte a und b im Lautsprecher des Signalverfolgers hörbar. An der Anode der Eingangsröhre EC(C) 85 wird das Signal infolge der Verstärkung in dieser Röhre entsprechend stärker. Auch am Punkt d muß das den Eingangsklemmen zugeführte Signal hörbar werden. Gleichzeitig erfolgt an diesem Punkt eine Überprüfung des Oszillators. Schwingt dieser einwandfrei, so ist das vom Oszillator des AM-Teiles her bekannte Rauschen hörbar. Vom Punkt e an kann ein HF-Tastkopf mit größerer Ankopplungskapazität benutzt werden (C = 200 pF). Das ist deshalb vom Vorteil, weil infolge der größeren Koppelkapazität eine Verstimmung des angetasteten Filterkreises eintritt, welche bewirkt, daß das frequenzmodulierte Signal an den Flanken des Kreises in AM umgewandelt wird. Die Gleichrichtung des so erhaltenen amplitudenmodulierten Signals erfolgt dann in üblicher Weise im HF-Tastkopf. Nacheinander werden dann die Punkte f, g, h, i, j, k und l angetastet, wobei die Signallautstärke ständig steigt (Verstärkungszuwachs durch die Röhren). Die Funktion der Begrenzerstufe kann sehr gut geprüft werden. Durch Hochregeln der Prüfsenderspannung bei gleich-

Bild 7: Innenansicht mit Anordnung der Teile auf dem Chassis

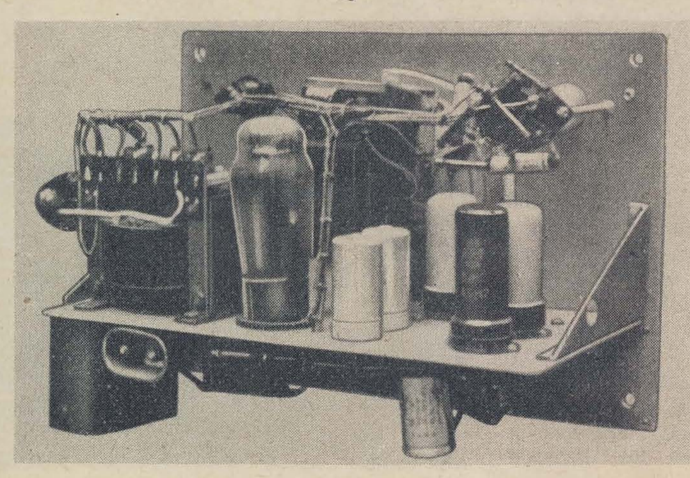


Bild 8: Unterseite mit Verdrahtung

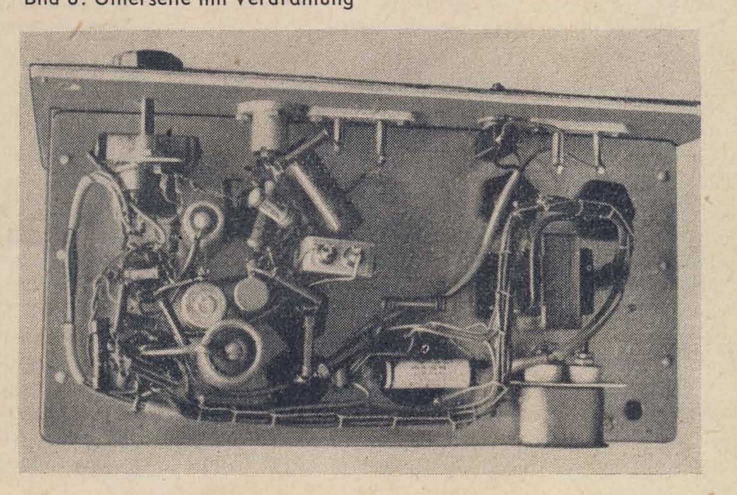


Bild 9: Schaltung eines Großsupers zum Prüfbeispiel 1

zeitiger Beobachtung des Indikatorinstrumentes (mag. Auge) am Signalverfolger können der Einsatz der Begrenzung und die Begrenzerwirkung gut festgestellt werden. Es darf nämlich, vom Einsatzpunkt der Begrenzung angefangen, die Spannung am Signalverfolger trotz steigender HF-Amplitude des Prüfsenders nur noch wenig bzw. bei voll wirksamer Begrenzung nicht mehr steigen. Eine Überprüfung der Funktion des Ratiodetektors ist mit dem Signalverfolger nicht möglich, so daß nur die vom Diskriminator kommende NF-Spannung am Punkt m abgetastet werden kann.

Prüfbeispiel für ein Tonbandgerät

Die Überprüfung des Gerätes beginnt am vorteilhaftesten auf der Wiedergabeseite. In dieser Stellung kann der größte Teil der Schaltelemente auf ihr einwandfreies Funktionieren überprüft werden. Man geht dabei in der Regel so vor, daß am Ausgang des eingeschalteten Entzerrerverstärkers (Punkt 14) mit dem NF-Tastkopf die Brummspannung überprüft wird. Erscheint diese zu hoch, so wird sie, vom Punkt 14 ausgehend, durch Abtasten der Punkte 13, 12, 11 und 10 bis zur Anode des Triodensystems der ECH 81 verfolgt. Am Prüfpunkt 9 ist die Brummspannung infolge der fehlenden Verstärkung der EC (H) 81 geringer. Durch Antasten des Punktes 19 wird festgestellt, ob eine Brummeinstreuung infolge mangelnder Siebwirkung des Siebgliedes C_{17}/R_{11} vorliegt. Dies kann bei defektem Kondensator C_{17} der Fall sein. In diesem Zustand gelangt die mit einem relativ hohen

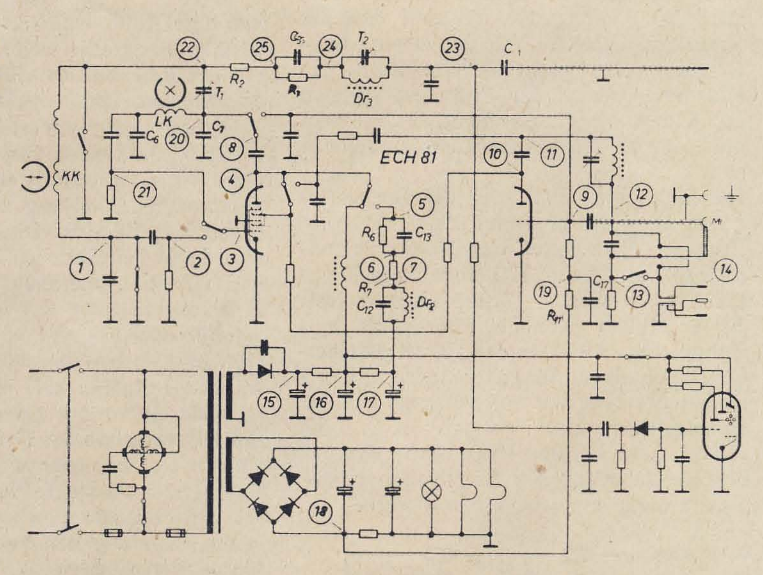


Bild 10: Schaltung eines Tonbandgerätes zum Prüfbeispiel 2

Brummanteil überlagerte, am Punkt 18 abgegriffene negative Gittervorspannung ungesiebt an das Gitter der Triode und verursacht, durch die Röhre verstärkt, ein merkliches Brummen am Ausgang. Kommt das Brummen von der ersten Röhre E (C) H 81, so muß es auch beim Antasten des Punktes 4 an diesem stehen. Das Antasten der Prüfpunkte 3, 2 und 1 gibt Aufschluß darüber, ob die Brummspannung am Gitter der Röhre liegt. Ist das nicht der Fall, so kann die Röhre selbst in einem Brummfeld liegen, das von einem Transformator oder einem anderen streuenden Bauelement herrührt, bzw. das Brummen wird durch ungenügende Siebung des zur Heizung verwendeten Gleichstromes eingestreut, oder die Röhre hat Feinschluß zwischen Faden und Katode.

Die Prüfung des Wiedergabekanals beginnt am Punkt 1. Bei eingeschaltetem Laufwerk wird hier mit dem NF-Tastkopf die in den Kombinationskopf induzierte NF-Spannung abgegriffen und nach Verstärkung im Signalverfolger im Lautsprecher desselben hörbar gemacht. Das Signal bleibt beim Antasten der Punkte 2 und 3 erhalten. An der Anode der Heptode erscheint es in seinem Frequenzgang verändert (bzw. entzerrt). Der Anodenwiderstand der Röhre, welcher aus den frequenzabhängigen Gliedern R_6/C_{13}, C_{12}/Dr_2 und dem Widerstand R_7 besteht, ruft in der Hauptsache diese Frequenzkorrektur hervor. Die Wirkungsweise der Entzerr-

glieder kann deshalb durch Antasten der Punkte 5, 6 und 7 untersucht werden. Beim Antasten der Prüfpunkte 8 und 9 wird das Signal bis zum Gitter des Triodensystems der ECH 81 verfolgt. Die in dieser Röhre verstärkte Signalspannung erscheint am Punkt 10 und liegt über die Prüfpunkte 11, 12, 13 und 14 am Ausgang des Gerätes.

Die Wirkung der Anodenspannungssiebglieder kontrolliert man durch Antasten der Punkte 15, 16 und 17. Es muß dabei, ausgehend vom Punkt 15, der Brummanteil der Anodengleichspannung immer geringer werden.

In der Betriebsstellung „Aufnahme" wirkt das Heptodensystem der ECH 81 als Triode und fungiert als HF-Generator. Der Löschkopf, der in Verbindung mit den Kondensatoren C_6 und C_7 den Schwingkreis bildet, führt HF-Spannung. Durch Antasten der Punkte 20 und 21 kann der Oszillator geprüft werden (Rauschen). Beim Antasten dieser Prüfpunkte ist darauf zu achten, daß diese nicht direkt berührt werden, da dann der Signalverfolgereingang infolge der hohen HF-Spannung zugestopft wird. Der über den Trimmer T_1 dem Kombinationskopf zugeführte HF-Vormagnetisierungsstrom wird am Punkt 22 geprüft (Rauschen). Punkt 23 darf dagegen keine erwähnenswerte HF-Spannung führen. Die Sperrung der HF übernimmt dabei der Sperrkreis Dr_3/T_2. Die größtmögliche Sperrtiefe, also die Abstimmung des Kreises auf die Generatorfrequenz, erfolgt durch Einstellen des Trimmers T_2 bei gleichzeitigem Antasten des Punktes 23 mit dem HF-Tastkopf. Als Indikator dient in diesem Falle das magische Auge des Signalverfolgers, da die akustische Einstellkontrolle zu ungenau ist.

Beim Aufsprechvorgang liegt am Punkt 23 das vom hochohmigen Lautsprecherausgang kommende NF-Signal. Durch Abtasten dieser Stelle kann somit festgestellt werden, ob der Kondensator C_1 und die zum Lautsprecheranschluß führende Abschirmleitung in Ordnung ist. Dieselbe Prüfung kann an 24 durchgeführt werden. Infolge der Einfügung eines frequenzabhängigen Gliedes R_1/C_3 (Aufnahmeentzerrung) erscheint an Punkt 25 das Klangbild gegenüber dem Prüfpunkt 24 verändert (Höhenanhebung). Zum Schluß kann durch Antasten des Kopfes (Punkt 22) die Aufsprechspannung direkt an diesem kontrolliert und damit festgestellt werden, ob der Widerstand R_2 in Ordnung ist.

Die Anwendungsmöglichkeit ist mit den beschriebenen Prüfbeispielen noch nicht erschöpft. Sinngemäß kann der Signalverfolger auch im Fernsehreparaturdienst verwendet werden. Hier ist jedoch sein Anwendungsbereich etwas eingeschränkt, da infolge der viel komplizierteren Funktion eines Fernsehempfängers die einwandfreie Beurteilung des ihn durchlaufenden Signals mit einem Signalverfolger nicht mehr möglich ist.

WERNER WUNDERLICH

Frequenzvergleich mit hoher Genauigkeit

Um geringe Frequenzunterschiede zwischen einer Bezugsfrequenz und einer unbekannten Frequenz festzustellen, wird im allgemeinen ein Katodenstrahloszillograf (KO) verwendet. Es sind mehrere Verfahren bekannt, mit denen eine hohe Genauigkeit erreicht werden kann. Im allgemeinen wird der Frequenzvergleich mit Kurvenbildern durchgeführt, die man nach ihrem Entdecker Lissajousfiguren nennt.

Im einfachsten Fall wird die Bezugsfrequenz f_n an das eine und die unbekannte Frequenz f_x an das andere Ablenkplattenpaar gelegt. Das im KO eingebaute Kippgerät wird dabei natürlich abgeschaltet. Es entstehen je nach Phasenlage und Spannungsverhältnis der zu vergleichenden Wechselspannungen Ellipsen mit verschiedener Neigung und Öffnung. Bei der Phasendifferenz 0° entsteht z. B. eine Gerade und bei der Phasendifferenz 90° ein Kreis, sofern die Amplituden beider Spannungen stets gleich groß sind.

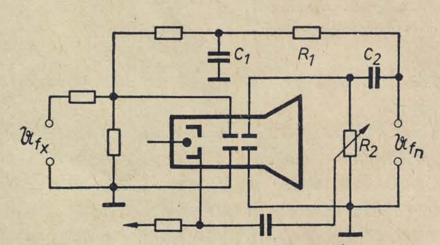


Bild 1: Prinzipschaltbild für einen Frequenzvergleich mit Schwingungsbildern, die auf einer Ellipsenbahn umlaufen. Die an R_2 abgegriffene Spannung dient zur Aufhellung des unteren (scheinbar vorderen) Kurvenzuges

Bei geringen Frequenzunterschieden, bei denen sich die Phasendifferenz mit gleichförmiger Geschwindigkeit ständig ändert, durchläuft das Bild auf dem KO in einer bestimmten Zeit alle Bilder für die Phasenlagen von 0° bis 360°. Diese Zeit T ist nach

$$T = \frac{1}{\Delta f}$$

von der Größe der Frequenzdifferenz abhängig. Nachteilig ist bei diesem Verfahren oft, daß z. B. die Bilder für die Phasendifferenz α und $\alpha + 180°$ gleich sind.

Bei einem anderen Verfahren, das oft benutzt wird, werden Lissajousfiguren mit elliptischer Grundlinie erzeugt. Die dafür notwendige Schaltung zeigt die Prinzipschaltung Bild 1. Die Bezugsfrequenz wird dazu benutzt, den Elektronenstrahl in der X-Richtung abzulenken. Durch die Brückenschaltung aus R_1, C_1 und R_2, C_2 werden zwei um $e^{+j\varphi}$ und $e^{-j\varphi}$ ($\varphi = 45°$) verschobene Komponenten erzielt.

An die X-Platten wird nun die an R_2 abfallende Spannung gelegt, während die um 90° verschobene Komponente von C_1 gemeinsam mit der zu vergleichenden Frequenz f_x an die Y-Platten gelegt wird. Die Öffnung der liegenden Ellipse wird durch Regelung der Verstärkung am Y-Verstärker eingestellt. Man erhält eine Abbildung nach Bild 2. Bei absoluter Frequenzgleichheit steht die Sinuslinie auf der Ellipse still, bei geringen Frequenzunterschieden läuft sie auf der Ellipse um. Die Messung des Frequenzunterschiedes geschieht in der Weise, daß mit einer Stoppuhr die Zeit gemessen wird, in der ein Wellental des oberen Kurvenzuges von einem Wellenberg zum anderen des unteren Kurvenzuges wandert. Diese Zeit entspricht dem Durchlauf der Phasenlagen von 0° bis 360° des vorher beschriebenen Verfahrens. Nachteilig bei diesem Verfahren ist die Tatsache, daß geringe Phasendifferenzen nicht gemessen werden können.

Bisher höchste Genauigkeit des Frequenzvergleichs bei sehr kleinen Frequenzunterschieden wird mit folgendem Verfahren erzielt, dessen Blockschaltbild im Bild 3 dargestellt ist.

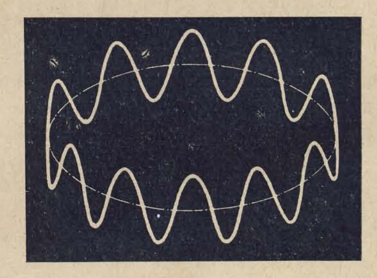


Bild 2: Frequenzvergleich mit Schwingungsbildern, die auf einer Ellipsenbahn umlaufen

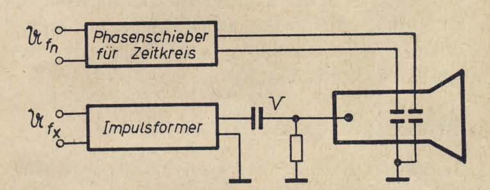


Bild 3: Prinzipschaltbild für einen Frequenzvergleich mit Zeitkreis und Dunkelmarke

Mit der Bezugsfrequenz wird durch Zerlegung in zwei um 90° gegeneinander phasenverschobene Spannungskomponenten auf dem KO ein Kreis geschrieben, der als Zeitkreis bezeichnet wird. Die zu vergleichende Frequenz f_x wird einem Impulsformer zugeführt, mit dem negative Dreiecksimpulse mit steiler Vorderflanke erzielt werden. Diese Impulse gelangen an die Katode des KO. Es werden mit ihnen also Dunkelmarken geschrieben. Die Breite der Dunkelmarke läßt sich durch die Amplitude der Impulse regeln. Das ausführliche Schaltbild der Anordnung zeigt Bild 4.

Bei einem Frequenzverhältnis von 1 : 1 wird eine einzige Dunkelmarke auf dem

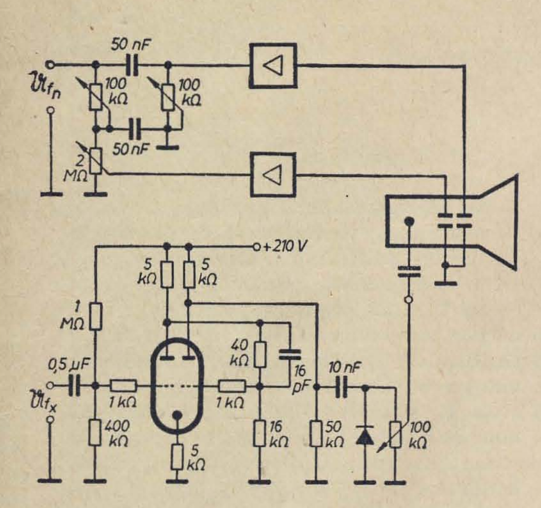


Bild 4: Praktische Schaltung für einen Frequenzvergleich mit Zeitkreis und Dunkelmarke. KO im Prinzip angedeutet

Tabelle

Frequenz	Auswanderung der Dunkelmarke mit				
	1 Umlauf/s	1 Umlauf/10 s	1 Umlauf/100 s	$^1/_{10}$ Umlauf/100 s	$^1/_{100}$ Umlauf/100 s
100 Hz	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$
1 kHz	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-7}$
10 kHz	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-8}$
100 kHz	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-9}$
1 MHz	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-10}$

Zeitkreis geschrieben. Ihre Lage auf dem Kreis hängt von der Phasenlage von $\mathfrak{U}_{f_n}$ gegen $\mathfrak{U}_{f_x}$ und den durch die beschriebene Anordnung gegebenen Phasenverschiebungen ab. Bei absolut gleichen Frequenzen steht die Dunkelmarke auf dem Zeitkreis still. Die Geschwindigkeit ihres Umlaufs auf dem Zeitkreis ist ein Maß für die Abweichung der Frequenzen untereinander. Je höher die Frequenzen sind, desto größer wird die erzielbare Genauigkeit des Frequenzvergleichs. Zum bequemen Ablesen der Meßgröße, die dadurch gegeben ist, daß die Dunkelmarke nur um einen bestimmten Winkel auf dem Zeitkreis gewandert ist, wird eine vor dem Schirmbild drehbar angebrachte Scheibe (mit 100 Skalenteilen — bequemer als eine Einteilung in 360°!) benutzt.

Bei einer Bezugsfrequenz von 10 kHz bedeutet dann das Auswandern der Dunkelmarke mit einem Umlauf pro Sekunde einen relativen Frequenzunterschied von $1 \cdot 10^{-4}$. Bei einer Frequenz von 1 MHz wäre unter gleichen Bedingungen der relative Frequenzunterschied $1 \cdot 10^{-6}$. Bei einer Frequenz von 1 MHz würde das Auswandern der Dunkelmarke um einen Teilstrich (= 3,6°) über eine Meßzeit von 100 s einen relativen Frequenzunterschied von $1 \cdot 10^{-10}$ anzeigen. Weitere Werte können der Tabelle entnommen werden. Die mit Exponenten versehenen Zahlen geben die relativen Abweichungen der Frequenzen untereinander an.

Sollen auch tiefere Frequenzen mit der bei höheren Frequenzen erzielbaren Genauigkeit verglichen werden, so müssen die Bezugsfrequenz und die zu messende Frequenz vervielfacht werden, da sonst die Meßzeiten zu lang werden. Bei hohen Frequenzen mit größerem Frequenzunterschied ist entsprechend eine Frequenzteilung vorzunehmen.

Anwendungsbeispiele

Im Rahmen dieses kurzen Aufsatzes kann nur auf wenige Anwendungsbeispiele hingewiesen werden.
Das Verfahren ist vorzüglich dazu geeignet, den Gang von Präzisionsgeneratoren gegenüber Quarzuhren zu vergleichen. Die Genauigkeit der Quarzuhren wird im allgemeinen mit $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ angegeben. Der mittlere tägliche Frequenzgang ist im allgemeinen kleiner als $2 \cdot 10^{-10}$. Normalfrequenzen mit dieser Genauigkeit werden daran interessierten Instituten und Laboratorien von den Instituten für Metrologie der einzelnen Länder zur Verfügung gestellt, vielfach auch durch Rundfunksender oder kommerzielle Sendestationen ausgestrahlt[1]). Verschiedentlich wird auch die Sendefrequenz selbst mit dieser Genauigkeit eingehalten. Besonders einfach läßt sich mit dem angegebenen Verfahren auch die erreichbare Einstellgenauigkeit bei abstimmbaren Generatoren untersuchen. Hierzu mögen einige Erläuterungen gegeben werden. Es sei angenommen, daß die maximal erreichbare Einstellgenauigkeit bei einem RC-Generator für den Bereich von 1 kHz bis 100 kHz untersucht werden soll, und zwar zunächst bei 10 kHz. Der Zeitkreis am KO wird mit einer Normalfrequenz von 10 kHz geschrieben, die von einer guten Quarzuhr abgeleitet wird. Nachdem der RC-Generator auch auf 10 kHz nach Skala eingestellt worden ist, wird versucht, die zunächst meist sehr schnell umlaufende Dunkelmarke vom RC-Generator durch Betätigen seiner Abstimmeinrichtung zum Stillstand zu bringen. Bald wird sich zeigen, ob das über wenigstens einige Minuten hinweg, ja sogar für nur einige Sekunden überhaupt möglich ist. Vielfach wird sich zeigen, daß dazu die Abstimmittel zu grob arbeiten. Die maximal erreichbare Einstellgenauigkeit ergibt sich aus der langsamsten Umlaufgeschwindigkeit der Dunkelmarke, die durch die Abstimmversuche zu erzielen ist. Es läßt sich mit dieser Methode auch sofort der geringste tote Gang in den Abstimmeinrichtungen erkennen.

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit ist die der Synchronisationskontrolle von Generatoren. Man läßt den Zeitkreis am zweckmäßigsten von dem zu synchronisierenden Generator schreiben und benutzt die synchronisierende Spannung zum Schreiben der Dunkelmarke. Solange eine Synchronisierung erfolgt, steht die Dunkelmarke still und beginnt umzulaufen, wenn die Generatoren außer Tritt fallen.

Bei dem bisher beschriebenen Verfahren wird vorausgesetzt, daß mindestens eine Frequenz sinusförmigen Spannungsverlauf besitzt, da sonst kein Zeitkreis geschrieben werden kann. Es kommt aber in der Praxis vor, daß keine der beiden Frequenzen diese Voraussetzung erfüllt. Dann ist die Einrichtung wie folgt zu erweitern.

Die nichtsinusförmige Spannung der Bezugsfrequenz synchronisiert zunächst einen Sinuswellengenerator, der seinerseits wieder die Spannung für das Schreiben des Zeitkreises liefert. Zur ständigen Überwachung und auch zum Einstellen des Synchronismus zwischen Bezugsfrequenz und Sinuswellengenerator wird die Bezugsfrequenz außerdem einem Impulsformer zugeführt, dessen Ausgangsspannung zum Schreiben einer Dunkelmarke benutzt wird. Diese Dunkelmarke steht wieder bei Synchronisation still. Von der zu messenden Frequenz wird dann über einen zweiten Impulsformer eine zweite Dunkelmarke geschrieben. Um die beiden Dunkelmarken stets gut unterscheiden zu können, macht man sie am besten durch

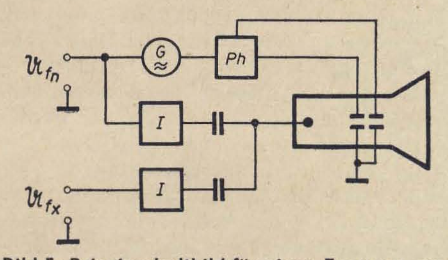


Bild 5: Prinzipschaltbild für einen Frequenzvergleich mit Zeitkreis und Dunkelmarken, wenn Bezugs- und Vergleichsfrequenz nichtsinusförmigen Spannungsverlauf haben

G = Sinuswellengenerator, durch $\mathfrak{U}_{f_n}$ synchronisiert

Ph = Phasenschieber für Zeitkreis

I = Impulsformer

Regeln ihrer Amplituden verschieden breit. Man kann aber auch die Synchronmarke als Hellmarke ausbilden. Die prinzipielle Anordnung zeigt Bild 5. Gerade diese Erweiterung der Einrichtung für den Frequenzvergleich auch für nichtsinusförmigen Spannungsverlauf sichert dem beschriebenen Verfahren eine allseitige Anwendungsmöglichkeit.

Literatur

Fricke, Der Katodenstrahloszillograf, Fachbuchverlag Leipzig.

Czech, Der Elektronenstrahloszillograf, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin.

---

[1]) Genaue Auskünfte über Normalfrequenzen erteilt in der Deutschen Demokratischen Republik das Deutsche Amt für Maß und Gewicht (DAMG), Physikalisch-Technisches Zentralinstitut, Berlin W 8. Siehe hierzu auch die Beiträge von A. Herrmann, Ein Steuergerät zur Aussendung der Normalfrequenzen von 440 Hz und 1000 Hz, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1955) S. 739 und A. Herrmann, Die Entwicklung der internationalen Vergleiche von Frequenznormalen in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 6 (1957) S. 182ff. und S. 224ff.

ALBRECHT von der HEYDT

Impulsmodulierte Sender in Radaranlagen

Einleitung

In Radaranlagen werden Impulslängen von 0,1 μs bis zu einigen μs gebraucht, wobei die Pulsfolgefrequenz gewöhnlich bis 2 kHz reicht. In der Anfangszeit der Radartechnik wurden Röhrenoszillatoren mit diesen Impulsen getastet, da man mit Magnetrons noch keine großen Leistungen erreichen konnte. Diese ersten Radaranlagen waren deshalb ziemlich groß und arbeiteten auf relativ niedrigen Frequenzen ($\ll$ 1000 MHz). Auch die zu verwendenden Antennen waren ziemlich umfangreiche Gebilde. Heute verwendet man nur noch Magnetrons, die räumlich klein sind und trotzdem große bis zu einigen MW reichende Impulsspitzenleistungen abgeben. Sie schwingen auf sehr hohen Frequenzen (cm-Wellen) und gestatten dadurch kleine Antennenkonstruktionen. Während der kurzen Zeit des Impulses liegt die Katode des Magnetrons auf hohem negativem Potential (aus konstruktiven Gründen liegt die Anode des Magnetrons auf Massepotential) und kann nur in dieser Zeit schwingen. Man strebt immer eine rechteckige Form des Impulses an, kann sie aber aus verschiedenen Gründen nie ganz erreichen. Entsprechend den verschiedenen Leistungen der Magnetrons müssen Spannungen bis 30 kV und Ströme bis 30 A beherrscht werden. Zunächst sollen einige Grundbegriffe festgelegt werden. Man bezeichnet die Impulslänge mit t_i und die Zeit bis zum nächsten Impuls mit T (Bild 1). Die Pulsfolgefrequenz ist dann:

$$f_i = \frac{1}{T}. \quad (1)$$

Als Tastverhältnis k wird bezeichnet:

$$k = \frac{t_i}{T} = t_i f_i. \quad (2)$$

Es gibt verschiedene Möglichkeiten der Impulsmodulation. Hier sollen die in der Radartechnik vorherrschenden zwei Arten besprochen werden. Beide speichern während der Impulspause Energie, entweder in einer Induktivität oder in einer Kapazität. Meist wird jedoch eine Kapazität bevorzugt, da sie weniger Platz beansprucht. Die erste Art ist die Modulation mit einer Taströhre (Bild 2). Hierbei wird nur ein Teil der im Kondensator C gespeicherten Energie während des Impulses abgegeben. Die zweite Modulationsart benutzt ein Kabel bzw. eine Kabelnachbildung als Energiespeicher, wodurch auch gleichzeitig die Impulslänge festgelegt wird, die bei der ersten Modulationsart schon vorhanden sein mußte. Die Energiespeicherung erfolgt nur für einen Impuls, das Netzwerk muß nach jeder Entladung wieder aufgeladen werden. Das Prinzipschaltbild zeigt Bild 3. Um eine gute Rechteckform des Ausgangsimpulses zu erreichen, muß die Anpassung des Netzwerkes an den Entladekreis sehr genau sein, was bei der ersten Möglichkeit vollkommen unkritisch ist.

Modulation mit einer Taströhre

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild. Das Gitter der Taströhre ist stark negativ vorgespannt, so daß bei anliegender hoher Anodenspannung kein Strom fließen kann. Ein positiver Impuls am Gitter der Taströhre öffnet diese, so daß sie einen „Kurzschluß" darstellt, wodurch der positiv geladene Pol des Koppelkondensators C auf Massepotential fällt. Die

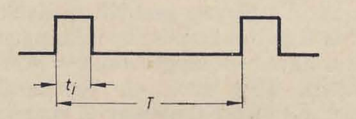


Bild 1: Rechteckimpulse

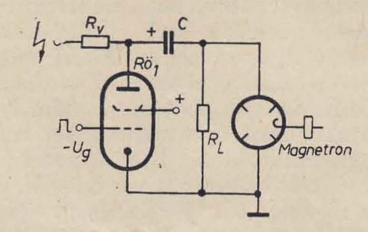


Bild 2: Schaltbild für Taströhrenmodulation

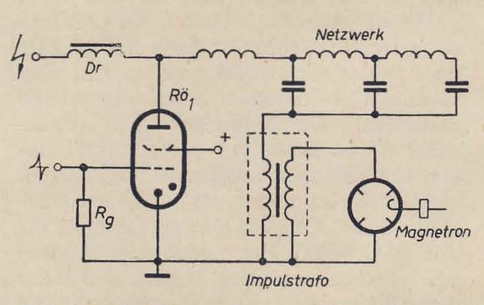


Bild 3: Modulation mittels eines Netzwerkes

Magnetronkatode liegt dann auf hohem negativem Potential, und das Magnetron kann schwingen. Die Wiederaufladung des Kondensators C erfolgt aus einem Hochspannungsnetzteil über R_v und R_L. Bild 4 zeigt das genaue Schaltbild mit eingezeichneten Spannungen. Der Kondensator C sei auf volle Spannung aufgeladen. Die benötigte Gitterimpulsspannung zum einwandfreien Betrieb der Schaltung ist aus Bild 5 zu entnehmen. Dabei stellt die eingezeichnete Arbeitsgerade den Gesamtwiderstand des Entladekreises dar. Es ist:

$$R_{ges} = \frac{R_L R_M}{R_L + R_M}. \quad (3)$$

Man kann im Durchschnitt R_M mit 1000 Ω annehmen. In dieser Größenordnung liegen die Werte aller Magnetrons. Damit ein Magnetron auf der richtigen Frequenz schwingt, muß ein bestimmter Strom fließen bzw. eine bestimmte Spannung anliegen (dabei wird das Magnetfeld als konstant vorausgesetzt). Um einen unnötigen Spannungsabfall an der Taströhre zu vermeiden, muß bis zur R_{iL}-Geraden ausgesteuert werden, d. h., der Gitterimpuls muß einen bestimmten positiven Wert haben. Im Bild 5 wären etwa +300 V Impulsspitzenspannung erforderlich, um einen Strom von 10 A durch ein Magnetron fließen zu lassen. Der Spannungsabfall über der Taströhre wäre dann etwa 1,2 kV. Um diesen Wert muß die vom Netzteil gelieferte Spannung größer sein als die vom Magnetron benötigte. Es ist also:

$$U_a = U_M + U_{v\,Tastr.}. \quad (4)$$

Die Größe des Koppelkondensators C muß so bemessen sein, daß während der Impulszeit t_i kein wesentlicher Spannungsabfall eintritt. Die elektrische Größe wird somit durch die Impulszeit t_i und durch den fließenden Impulsspitzenstrom bestimmt. Die Entladung erfolgt nach einer e-Funktion, doch kann man hier einfacher rechnen, da höchstens ein Spannungsabfall von 200 bis 300 V zugelassen werden kann. Bei größerem Spannungsabfall würde das Magnetron auf einer anderen Frequenz schwingen. Man kann also als Bemessungsgleichung für den Koppelkondensator C einfach schreiben:

$$C = \frac{Q}{U_v} = \frac{I t_i}{U_v}. \quad (5)$$

Hierbei soll U_v der maximal zulässige Spannungsabfall und I der durchs Magnetron fließende Spitzenstrom sein. Das Absinken von Strom und Spannung ist aus Bild 5 ebenfalls zu entnehmen.

Diese Betrachtungen gelten, solange nach einem Impuls der Kondensator C sofort wieder auf volle Spannung aufgeladen wird. Das wäre der Fall, wenn ein Netzgerät mit Ladekondensator ausgerüstet ist. Muß ein Ladekondensator jedoch aus Platzgründen eingespart werden, so ist zu beachten, daß man den Koppelkondensa-

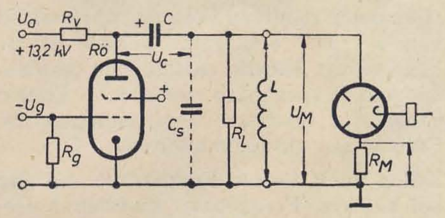


Bild 4: Taströhrenmodulation

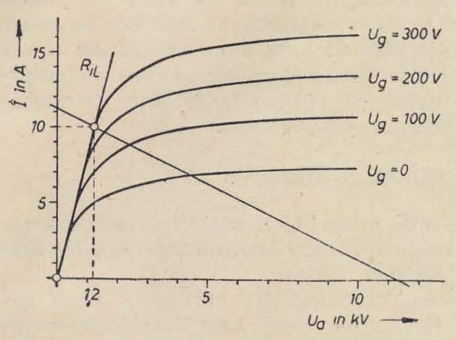


Bild 5: Taströhrenkennlinienfeld

tor um so größer machen muß, je höher die Pulsfolgefrequenz f_i im Verhältnis zur Ladefrequenz im Hochspannungsnetzteil ist. Ist z. B. die Pulsfolgefrequenz doppelt so groß wie die Ladefrequenz, so darf während zwei Entladeimpulsen die Spannung am Koppelkondensator trotzdem nur um 200 bis 300 V absinken, d. h. je Impuls nur um 100 bis 150 V. Dann muß

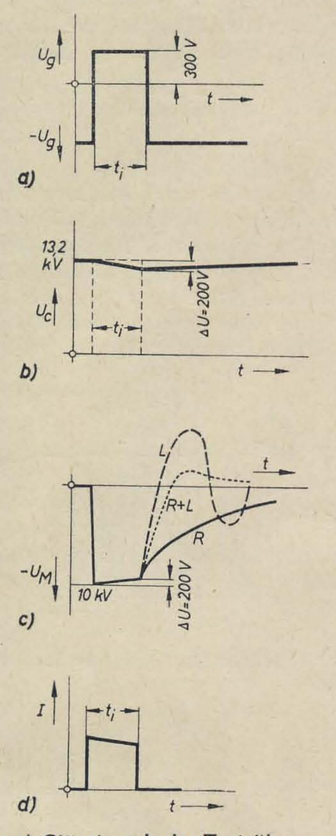


Bild 6: a) Gitterimpuls der Taströhre
b) Spannung am Koppelkondensator
c) Magnetronspannungsimpuls
d) Magnetronstromimpuls

aber der elektrische Wert des Koppelkondensators größer werden, und zwar in diesem Fall um das Doppelte. Bild 6 zeigt die an den einzelnen Stellen der Schaltung zu messenden Impulse. Bild 6a stellt den rechteckig angenommenen Eingangsimpuls dar, der das Gitter der Taströhre öffnet und Bild 6b das Absinken der Spannung U_C und die Wiederaufladung am Koppelkondensator C, wenn Netzfrequenz und Pulsfolgefrequenz übereinstimmen. Unter 6c sieht man den Magnetronspannungsimpuls. Es ist deutlich zu erkennen, daß die schädliche Streukapazität C_s (Bild 4) auf- und entladen werden muß. Die Vorderflanke wird verflacht durch die Aufladung von C_s über die Taströhre (R_i klein, $\tau_{auf} = C_s R_i$ deshalb auch klein). Die Hinterflanke ergibt sich durch Entladen von C_s über R_L ($\tau_{ent} = C_s R_L$; R_L groß $\approx$ 10 kΩ, deshalb τ auch groß). Dabei bemerkt man, daß im ersten Augenblick der Entladekurve die Entladung anders verläuft. In diesem Augenblick schwingt das Magnetron noch, von der schädlichen Kapazität C_s gespeist. Das langsame Absinken der Spannung am Magnetron hat den Nachteil, daß das Magnetron noch einige Zeit ein Rauschspektrum aussendet. Man versucht deshalb, die Spannung schneller absinken zu lassen, kann das aber nicht durch Verkleinern des Widerstandes R_L erreichen, da hierdurch ein zu großer Leistungsverlust eintritt. Man verwendet eine Induktivität. Diese bildet mit C_s einen Schwingkreis, und man erhält gedämpft abklingende Schwingungen (gestrichelte Linie im Bild 6c). Das unerwünschte Überschwingen läßt sich durch Reihenschaltung von R und L zum Teil beseitigen (gepunktete Kurve im Bild 6c). Im Bild 6d sieht man den Magnetronstromimpuls für den Fall, daß Netzfrequenz = Pulsfolgefrequenz ist.

Die aufzubringende Impulsleistung ist:

$$N = U \cdot I. \tag{6}$$

Die Durchschnittsleistung wird dann:

$$N = U \cdot I \cdot k. \tag{7}$$

Die vom Netzgerät aufzubringende Leistung setzt sich zusammen aus der Durchschnittsleistung, aus der Leistung, die im Widerstand R_L verbraucht wird, sowie aus der Leistung, die im Vorwiderstand R_v und in der Taströhre vernichtet wird. Hieraus kann man den gesamten mittleren Gleichstrom berechnen, den das Netzgerät aufbringen muß.

Besonders stark beansprucht wird in dieser Schaltung die Taströhre. Die hier verwendeten Röhren sind Spezialröhren, die verschiedene Bedingungen erfüllen müssen, um die Funktion als „Schalter" in einer Taststufe betriebssicher auszuüben. Im Ruhezustand (Gitter 1 stark negativ, Impulspause) liegt an der Anode der Röhre eine sehr hohe Spannung (je nach Leistung des Senders 6 bis 24 kV). Diese Spannung muß die Taströhre aushalten, ohne zu spratzen. Das bedeutet aber, daß das Vakuum sehr gut sein muß. Die Röhren müssen erst gehärtet werden, bevor sie in der Schaltung verwendet werden können. Darunter versteht man, daß die Spannung an der Anode der Röhre langsam auf den Sollwert erhöht wird. Röhren, die hierbei schon spratzen, scheiden als Taströhren aus. Denn in der Schaltung würde das einen lange Zeit dauernden Kurzschluß bedeuten, der zu einer Zerstörung des Magnetrons und des Hochspannungsnetzteiles führen könnte.

Die Katode der Taströhre muß in der Lage sein, kurzzeitig sehr starke Ströme abzugeben, die ein Vielfaches des Normalstromes darstellen. Im Impulsmoment fließen Ströme von 5 bis 20 A (je nach der Leistung des Magnetrons).

Im Tastmoment soll die Röhre einen sehr geringen Innenwiderstand haben. Das läßt sich leider in dem gewünschten Maße nicht erreichen. Der Innenwiderstand dieser Röhren liegt in der Größenordnung von 70 bis 100 Ω. Thyratrons mit dem geringen Innenwiderstand von einigen Ohm können in dieser Schaltung nicht verwendet werden, weil ihr Gitter nach dem Zünden die Steuerfähigkeit verliert. Die gesamte gespeicherte Energie des Kondensators C würde dann entladen werden. Thyratrons werden in der noch zu besprechenden Schaltung verwendet.

Modulation mit einem Netzwerk

Bevor die einzelnen Stufen dieser Schaltung besprochen werden, soll ein kurzer Überblick über das Zusammenwirken aller Teile der Schaltung (Bild 3) gegeben werden.

Das Netzwerk wird während der Impulspause über die Ladedrossel aufgeladen. Wird der „Schalter" S (rotierende Funkenstrecke, Wasserstoffthyratron usw.) geschlossen, so kann sich das Netzwerk über die Primärseite des Impulsübertragers entladen. Um einen sauberen Impuls zu erhalten, muß gute Anpassung vorhanden sein. Da der Übertrager die Spannung hochtransformiert (etwa 4 : 1), fließen in der Primärwicklung große Ströme, die der Schalter aushalten muß. Von der Sekundärwicklung des Impulstrafos wird die Spannung dem Magnetron zugeführt, das während des Impulses schwingen kann. Die Ladedrossel soll verhindern, daß im Augenblick des Schaltens ein zu großer Strom von der Spannungsquelle über den Schalter ($R_i \approx 1\ \Omega$) fließen kann.

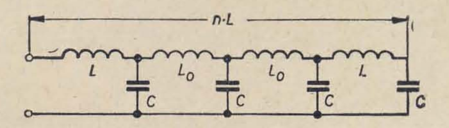


Bild 7: Netzwerk

Das Netzwerk

Als einfachstes Netzwerk könnte ein hochspannungsfestes Kabel verwendet werden. Um einen Impuls von 1 μs zu erzeugen, müßte es ziemlich lang sein. Für eine Impulslänge von 0,1 μs könnte man gerade noch ein Kabel verwenden, das dann allerdings auch schon eine Länge von etwa 10 m haben würde. Für eine Gerätekonstruktion bringt das einige Schwierigkeiten. Man verwendet deshalb meist Kabelnachbildungen, wie es Bild 7 zeigt. Bei vorgegebenem Wellenwiderstand Z_o kann man die Werte für L, L_o und C errechnen. Die Dimensionierung der Schaltelemente ergibt sich nach folgenden Gleichungen:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C}}, \tag{8}$$

$$t_i = 2\,n\,\sqrt{L_o C}. \tag{9}$$

Die beiden äußeren Spulen haben eine Induktivität von:

$$L = 1{,}1 \cdots 1{,}2\ L_o.$$

Die Induktivität besteht aus einer gleichmäßig einlagig bewickelten Spule, deren l/d-Verhältnis etwa 4/3 sein sollte, um die richtige Kopplung zwischen den einzelnen Spulen herzustellen. Aus experimentellen Untersuchungen wurde die Anzahl der Glieder bestimmt. Sie richtet sich nach der Impulslänge und ist der folgenden Tabelle zu entnehmen:

Impulslänge in μs	n (Anzahl der Glieder)
0,1···0,5	1···3
0,5···2,5	2···5
2,5···5	3···8

Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Energie, die in der Gesamtkapazität ge-

speichert ist, gleich der Energie ist, die für den Impuls benötigt wird.

Schalter

Ein „Schalter“ zur Entladung des Netzwerkes muß schnell schließen, während des Impulses einen geringen Widerstand haben und schnell wieder öffnen, um die Wiederaufladung des Netzwerkes zu ermöglichen.

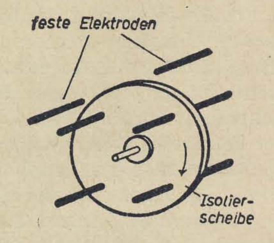


Bild 8: Rotierende Funkenstrecke

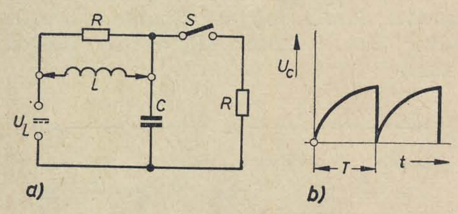


Bild 9: a) Widerstands- oder Drosselaufladung b) Spannungsverlauf bei Widerstandsaufladung

Rotierende Funkenstrecke

Die rotierende Funkenstrecke besteht aus einer Anzahl auf einer Scheibe angeordneter Elektroden. Die Scheibe rotiert um ihre Achse und bewegt die auf ihr befestigten Elektroden an zwei festen Elektroden vorbei (s. Bild 8). Beim Vorüberbewegen der Elektroden springt ein Funke über, das Netzwerk kann sich entladen. Zwischen den Überschlägen wird das Netzwerk aufgeladen. Die Pulsfolgefrequenz f_i wird durch die Umdrehungsgeschwindigkeit und die Zahl der Elektroden bestimmt. Für Folgefrequenzen > 1000 Hz ist dieser „Schalter“ nicht geeignet, da dann Schwierigkeiten beim schnellen Löschen des Funkens auftreten. Man kann im Bereich von 8 bis 25 kV arbeiten, es können große Ströme fließen, doch ist der große Verschleiß der Elektroden nachteilig. Die rotierenden Funkenstrecken arbeiten in Luft und machen deshalb starke Geräusche. Auch ist das entstehende Ozon schädlich. Die Zeitkonstanz, d. h. die Zeit zwischen den einzelnen Impulsen, ist sehr ungenau. Man findet solche „Schalter“ nur noch sehr selten in Radaranlagen.

Wasserstoffthyratron

Wasserstoffthyratrons werden heute weitestgehend in Radaranlagen benutzt, die mit einem Netzwerk arbeiten. Wegen der großen Ionenbeweglichkeit des Wasserstoffgases wird die Entionisierungszeit gegenüber einem normalen Thyratron wesentlich verkürzt. Das Gitter des Wasserstoffthyratrons liegt auf Nullpotential, es braucht keine negative Gittervorspannung. Zum Zünden braucht es nur einen positiven Triggerimpuls von etwa 150 V mit einer Anstiegsflanke von $\geqq 100$ V/µs. Im Gegensatz zur rotierenden Funkenstrecke arbeitet das Wasserstoffthyratron in einem weiten Bereich von Anodenspannungen einwandfrei. Verringert man die Leistung (ungefähr mit $1/f_i$), so kann man zu sehr hohen Pulsfolgen übergehen (40 kHz wurden auf diese Art erreicht!). Der innere Widerstand eines Wasserstoffthyratrons im gezündeten Zustand ist etwa 1 Ω.

Der Aufladekreis

Da das Netzwerk nach einem Impuls vollständig entladen ist, muß es in der Impulspause wieder aufgeladen werden. Meist liegt die Pulsfolgefrequenz f_i höher als die Netzfrequenz; aus diesem Grunde sollen hier nur die Verhältnisse betrachtet werden, wenn das Netzwerk aus einer Gleichspannungsquelle (Netzteil mit Lade-C) aufgeladen wird. Dabei wird für diesen Fall das Netzwerk als Kapazität betrachtet.

Aufladung mit Widerstand

Bei dieser einfachsten Methode wird der Kondensator C (C_{ges} des Netzwerkes) in der Zeit T auf die volle Gleichspannung aufgeladen, nach der Gleichung:

$$U_C = U_L\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \qquad (10)$$

Der Wirkungsgrad ist hierbei sehr gering, da im Vorwiderstand R ein großer Teil der Leistung in Wärme umgesetzt wird.

Aufladung mit einer Induktivität

An Stelle des Widerstandes im Bild 9 liegt eine Drossel. Die elektrische Größe dieser Drossel bestimmt die Art der Aufladung: Resonanzaufladung oder lineare Aufladung.

Resonanzaufladung

Ist die Resonanzfrequenz der Drossel L mit dem gesamten C des Netzwerkes gleich der halben Pulsfolgefrequenz, so spricht man von Resonanzaufladung. Es ist:

$$\pi\sqrt{L_{Dr}C_{ges}} = \frac{1}{f_i} = T. \qquad (11)$$

Hierdurch wird das Netzwerk auf fast die doppelte Spannung der Spannungsquelle aufgeladen. Bild 10 zeigt die Strom-Spannungsverhältnisse. Resonanzaufladung ist nur zu verwenden, wenn die Pulsfolgefrequenz nicht umgeschaltet werden soll. Anderenfalls müßte die Drossel umgeschaltet werden, was aber Schwierigkeiten in der konstruktiven Ausführung gibt, da die Drossel und somit der Schalter auf Hochspannungspotential liegen.

Lineare Aufladung

Hierzu wird eine große Induktivität benötigt. Es ist:

$$\pi\sqrt{L_{Dr}C_{ges}} > \frac{1}{f_i}. \qquad (12)$$

Bei dieser Art der Aufladung ist ein größerer Spielraum vorhanden bezüglich eines Wechsels der Pulsfolgefrequenz, ohne daß die Drossel umgeschaltet werden muß. Die gestrichelte Linie zeigt den weiteren Spannungsanstieg, wenn einmal ein Impuls ausfällt bzw. wenn die Tastung aussetzt. Es ist zu sehen, daß das Netzwerk dann auf eine wesentlich höhere Spannung aufgeladen werden würde, was zu einer Zerstörung des Netzwerkes, des Thyratrons oder des Magnetrons führen könnte. Man kann einen Schutz in Form einer Funkenstrecke einbauen.

Eine weitere Art ist die Aufladung über eine Diode in Reihe mit einer Drossel. Diese Induktivität ist kleiner als bei der Aufladung im Resonanzfall. Es ist:

$$\pi\sqrt{L_{Dr}C_{ges}} < \frac{1}{f_i}. \qquad (13)$$

Bild 12a zeigt die Schaltung und Bild 12b den Spannungs- und Stromverlauf. Es wurde dabei angenommen, daß das Netzwerk in der halben Zeit T aufgeladen wird. Man sieht, daß die Diode ein Entladen des Netzwerkes verhindert; in dieser Schaltung kann man deshalb große Pulsfolgefrequenzänderungen zulassen.

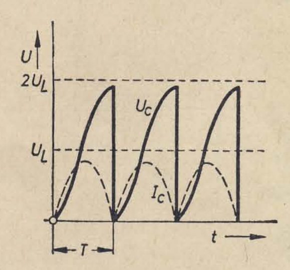


Bild 10: Spannungsverlauf bei Resonanzaufladung

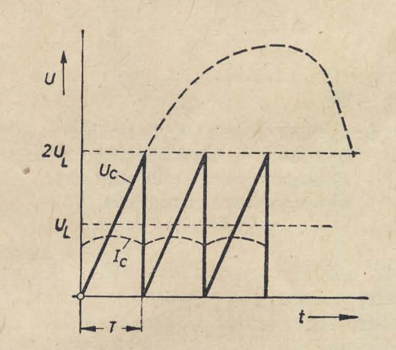
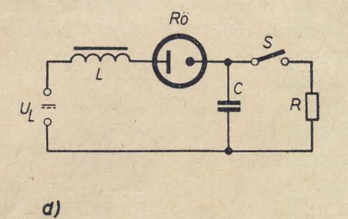


Bild 11: Spannungsverlauf bei linearer Aufladung



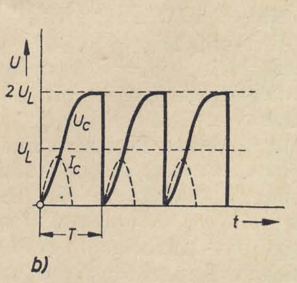


Bild 12: a) Diodenaufladung b) Spannungsverlauf bei Diodenaufladung

Vergleich zwischen den beiden Modulationsarten

Einige wichtige Unterschiede der beiden Modulationsarten sollen dargestellt werden. Hieraus ergibt sich dann die Anwendung der einen oder anderen Art, je nachdem, welche Vorteile erwünscht sind bzw. welche Nachteile man in Kauf nehmen kann.

Eine bessere rechteckige Form des Impulses erhält man mit der Taströhrenmodulation. Bei der Modulation mit einem Netzwerk gibt es immer Überschwinger, besonders bei der Anstiegsflanke. Das kann leicht dazu führen, daß das Magnetron auf verschiedenen Frequenzen schwingt. Dagegen ist der Wirkungsgrad bei der Netzwerkmodulation größer als bei der Taströhrenmodulation. Schon in der Taströhre entsteht ein wesentlich größerer Leistungsverlust als in einem Thyratron. Dazu kommt der größere Aufwand zum Erzeugen der Impulse, die die Taströhre steuern. Hierzu sind etwa vier Röhren nötig, wovon die Treiberröhre (diese Röhre liefert den Steuerimpuls für die Taströhre) leistungsstark sein muß. Die für diese Röhren erforderliche Leistung entfällt bei der Netzwerkmodulation, da die hierbei benötigten Impulse in einer kleinen Doppeltriode erzeugt werden können. Die zeitliche Folge der Impulse ist bei der Taströhrenmodulation genauer als bei der Netzwerkmodulation. Das hängt nur von dem „Schalter" ab, den man verwendet. Sehr ungenau arbeiten rotierende Funkenstrecken. Man kann hier mit Abweichungen von 20 bis 80 μs rechnen. Beim Wasserstoffthyratron kommt man zu sehr geringen Abweichungen ($\leqq 0,02\ \mu$s), noch kleinere Abweichungen ergeben sich bei der Taströhrenmodulation.

Ein Vorteil der Netzwerkmodulation ist, daß nur relativ niedrige Hochspannungen gebraucht werden, besonders wenn die Aufladung über eine Induktivität erfolgt. Für die Taströhrenmodulation muß die volle Anodenspannung zur Verfügung stehen.

Für Impulslängenänderungen ist die Taströhrenmodulation günstiger, da bei niedrigen Spannungen umgeschaltet werden kann. Bei der Netzwerkmodulation muß das Netzwerk umgeschaltet werden, das auf Hochspannungspotential liegt.

Schließlich ist zu erwähnen, daß der konstruktive Aufbau bei der Netzwerkmodulation zu kleineren Geräten führt.

Literatur

[1] E. G. Bowen, A Textbook of Radar, Cambridge University Press.

[2] G. N. Glasoe, Puls Generators, Mac Graw Hill.

[3] Reintje, Coate, Principle of Radar, Mac Graw Hill, 1953.

A. GÄBLER und P. KUMM

Prinzipielles zu automatischen Steueranlagen in Radargeräten

Allgemeines

In unserer Zeit gewinnen automatische Steueranlagen für Radargeräte im Dienste des Flugwesens, der Schiffahrt, der Meteorologie, der Astronomie und nicht zuletzt auch in der Armee immer mehr an Bedeutung, da sie, obwohl auch störanfällig, so doch exakt arbeitend, den Menschen entlasten und subjektive Fehler ausschließen. Ehe die Funktion einer automatischen Entfernungsmeßanlage erläutert wird, soll hier kurz auf das Prinzip der Entfernungsmessung eingegangen werden. Wie bekannt, lassen sich elektromagnetische Wellen im dm-Bereich durch geeignete Antennenkonstruktionen (Parabolreflektoren, -segmente oder Dipolwände) quasi-optisch bündeln. Diese Eigenschaft wird zur genauen Ortsbestimmung von Objekten nach Seitenwinkel und Höhe oder Höhenwinkel verwendet.

Die hochfrequente, durch die Antenne gebündelte Energie wird in Form von Impulsen (Wellenzügen) in den Raum gestrahlt und von Objekten meist diffus reflektiert, wodurch ein Bruchteil der reflektierten Energie die Antenne selbst wieder trifft. Die Beziehung zwischen der Entfernung des Objektes und der Impulslaufzeit wird durch die Entfernungsgleichung

$$e = \frac{c \cdot t}{2} \quad \text{definiert.}$$

Hierin bedeuten e die Entfernung, $c = 300\,000$ km/s die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen und t die Impulslaufzeit.

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen bedingt die Verwendung sehr kleiner Zeitdimensionen (Mikrosekunden), wodurch sich die praktische Entfernungsgleichung zu

$$e = 0,15 \cdot t$$

(e in km und t in μs) ergibt.

Die Entfernung für alle Objekte, die in Peilrichtung liegen, wird mit Hilfe Braunscher Röhren sichtbar gemacht und kann dann gleichzeitig und fortlaufend abgelesen werden.

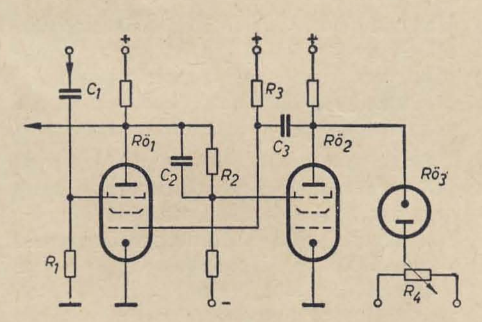


Bild 1: Prinzip einer Verzögerungsschaltung

Automatische Entfernungsmessung

Zur Zeit haben zwei Verfahren der automatischen Entfernungsmessung praktische Bedeutung:

a) die vollelektronische Zielsuche und Begleitung und

b) die elektronisch-elektromechanische Zielbegleitung, die durch die elektromechanische Rückführung der Entfernungsänderung ermöglicht wird (sogenannte Servoschleife).

Auf das letztere Verfahren soll im folgenden eingegangen werden.

Synchron zum Sendeimpuls wird ein Anlaßimpuls erzeugt, der einer Entfernung von null Kilometern gleichkommt und eine Kippschaltung auslöst, die einen Impuls mit zeitlich variabler Rückflanke liefert. Die Größe der zeitlichen Verzögerung hängt von der Wahl einer bestimmten Spannung ab.

Im Bild 1, das das Prinzip einer Verzögerungsschaltung veranschaulicht, wird der negative Anlaßimpuls über das Differenzierglied R_1C_1 dem Bremsgitter der $Rö_1$ zugeführt. Der Innenwiderstand der Röhre, der durch die positive Gittervorspannung in Ruhelage gering war, steigt beträchtlich; proportional zum Innenwiderstand steigt die Anodenspannung. Die positive Spannungsänderung wird auf das Bremsgitter der $Rö_2$ übergekoppelt. Folglich steigt der Anodenstrom der $Rö_2$. Der dadurch entstehende negative Spannungsabfall über R_3 wirkt auf das Steuergitter der $Rö_1$ verzögernd zurück (die Entladezeit des RC-Gliedes wird durch das Produkt von R_3 und C_3 bestimmt). Obwohl der Anlaßimpuls nicht mehr wirkt, steigt der Innenwiderstand der $Rö_1$ weiterhin linear an. Dieser Vorgang dauert solange an, bis die relativ negative Anodenspannung der $Rö_2$ ein genügend großes Raumladungspotential in der Diode ($Rö_3$) aufgebaut hat, so daß durch plötzliches Öffnen der $Rö_3$ deren Innenwiderstand sehr klein wird und die Anodenspannung über $Rö_2$ schnell ansteigt. Die positive Anodenspannung öffnet $Rö_1$. Das Zusammenbrechen der Anodenspannung über dieser Röhre wird als verzögerte Rückflanke zu einem Impuls differenziert. Aus dem Gesagten geht hervor, daß die Zeitdauer des Kippvorganges von der

Größe des schon vorhandenen Potentials über $Rö_3$ abhängt. Das Potentiometer R_4, das die Vorspannung und damit die zeitliche Verzögerung der Rückflanke bestimmt, muß einen äußerst linearen Spannungsverlauf liefern, da sonst die Linearität der mit dem Potentiometer verbundenen Entfernungsskalen zu Meßfehlern führt.

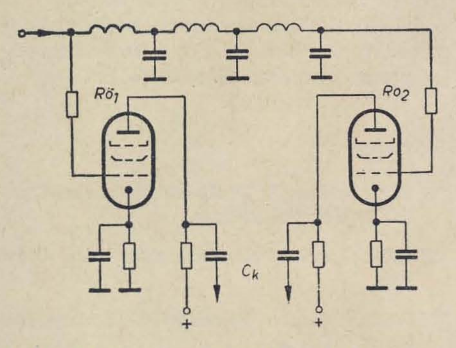


Bild 2: Triodenbegrenzer mit Laufzeitkette

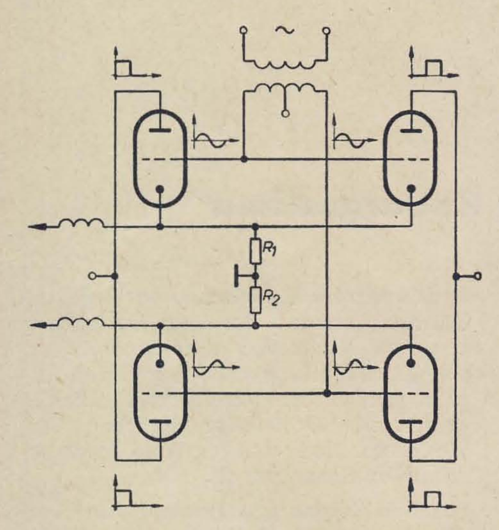


Bild 3: Phasenvergleichsschaltung

Die differenzierte Rückflanke wird nach nochmaliger Verstärkung einem Gitterstrombegrenzer und gleichzeitig über eine Laufzeitkette einem zweiten Gitterstrombegrenzer zugeführt. Mit dieser Schaltung (Bild 2) werden aus der differenzierten Rückflanke, die wir hier als Entfernungsimpuls bezeichnen wollen, zwei zeitlich dicht aufeinanderfolgende Impulse erzeugt, die die eingestellte Entfernung (R_4, Bild 1) „eingabeln". Jeder der beiden Impulse geht auf einen Koinzidenzverstärker, der durch multiplikative Mischung des Empfangsimpulses mit den beiden Begrenzungsimpulsen je nach Lage der Impulse zueinander verschiedene Ausgangsspannungen ergibt. Beide Ausgangsspannungen werden nochmals verstärkt (gegebenenfalls durch leistungsstarke Strahltetroden). Die Differenz beider Ausgangsspannungen gelangt auf einen Gleichstrommotor, der das Potentiometer R_4 solange nachregelt, bis auf jeden der Begrenzungsimpulse der gleiche Spannungsanteil des Empfangsimpulses entfällt, der Motor somit keine Steuerspannung mehr erhält und die Spannungsdifferenz beider Koinzidenzverstärker gleich Null wird.

Gegenüber einer vollelektronischen hat die hier behandelte Schaltung den Nachteil, daß man das jeweils zu bestimmende Objekt, um es automatisch begleiten zu können, vorher manuell erfassen muß, was jedoch keine Schwierigkeiten bereitet. Die Schaltung ist äußerst betriebssicher.

Automatische Höhen- und Seitenwinkelsteuerung

Die meisten Radargeräte besitzen, um eine scharfe Bündelung zu erreichen und zugleich möglichst viel reflektierte Energie aufzunehmen, verhältnismäßig große und schwere Antennenkonstruktionen. In solchen Fällen ist eine rein mechanische Handsteuerung wegen der notwendigen großen Untersetzung unpraktisch. Da Drehmoment und Stellung des Steuerhandrades auf elektrischem Wege nicht nur winkelgetreu übertragen, sondern auch leistungsverstärkt werden müssen, ist es notwendig, elektromechanische Leistungsverstärker zu verwenden.

In Deutschland wurde die sogenannte AEG-Steuerung über die Leonardsteuerung entwickelt und vervollkommnet. Bei der Leonardsteuerung wird der Anker eines Gleichstrommotors (Richtmotor) von einem Gleichstromgenerator gespeist, dessen Felderregung regelbar und umpolbar ist. Ein Drehstrommotor treibt den Gleichstromgenerator mit verhältnismäßig konstanter Drehzahl, so daß die Drehzahl des Richtmotors regelbar ist, obwohl das Drehmoment durch die konstante Erregung gleich bleibt. Bei der AEG-Steuerung wird das variable Feld des Leonardgenerators über Vorverstärker durch Thyratrons gesteuert, wobei zwei Verstärkergruppen verwendet werden, die für die jeweilige Drehrichtung verantwortlich sind. Die Thyratrons werden durch phasenverschobene, vom Drehfeldgeber kommende Wechselspannungen gesteuert.

Um mit einer kleinen Steuerleistung eine relativ große Ausgangsleistung zu erlangen, verwendet man Amplidyneverstärker, mit deren Hilfe man Schwenkanlagen verhältnismäßig leicht aufbauen kann.

Bei automatischen Schwenkanlagen wird mit großem Erfolg die „Flimmerpeilung" angewendet, eine Methode, bei der die Richtkeule des Strahlungsdiagramms durch Rotation des Dipols in gewissem Abstand das Ziel umkreist. Der Mittelpunkt dieses Peilkreises ist der eigentliche Peilpunkt. Gesetzt den Fall, daß sich das Ziel genau in diesem Punkt befindet, würden vom Dipol ständig gleichstarke (oder besser gesagt gleichschwache) reflektierte Impulse empfangen werden. Mit dem Dipol ist ein sin-cos-Generator verbunden. „Wandert" das Ziel aus, so wird das Maximum des Richtdiagramms bei einer bestimmten Stellung des Dipols das Ziel treffen und beim Weiterdrehen gegen 180° dem Empfangsminimum zustreben. Es entsteht demnach eine Wechselspannung, die der empfangenen Impulsfolge aufmoduliert und zur frequenzgleichen sin-cos-Spannung phasenverschoben ist. Diese Wechselspannung wollen wir als Fehlerspannung bezeichnen.

Die Fehlerspannung wird in ihrer Frequenz von den breitbandigen Empfangssignalen mittels einer einfachen Demodulationsschaltung getrennt, d. h., die Breitbandsignale werden auf die Fehlerwechselspannung umgewandelt. Durch nachfolgende Verstärkung mit gleichzeitiger Glättung in Form eines Ausgleiches der pulsierenden Zielimpulse, erhält man zwei um 180° phasenverschobene Fehlerspannungen. Es besteht nun die Aufgabe, die Fehlerspannung mit Hilfe der sin-cos-Spannung als Vergleichsspannungen in eine Steuerspannung umzuwandeln. Dabei erweist es sich jedoch als notwendig, jede der beiden Grundspannungen durch entsprechende Formierungsstufen in zwei um 180° phasenverschobene Rechteckspannungen zu verwandeln. Diese Spannungen sind durch die Formierung (Triodenbegrenzung) genügend hoch, so daß man mit jedem Spannungspaar die Anoden zweier ausbalancierter Koinzidenzverstärker tasten kann (Bild 3). Die Fehlerspannung wird über einen Trafo mit Mittelanzapfung ebenfalls um 180° phasenverschoben an die Gitter gelegt. Im dargestellten Fall sind Fehlerspannung und eine Rechteckspannung phasengleich, folglich im zweiten Komplex um 90° phasenverschoben. Bei Phasengleichheit werden über R_1 und R_2 verschieden große Spannungen abgenommen, die zwei Gleichstromverstärker verschieden stark aussteuern. Die Spannungsdifferenz sucht ihren Ausgleich über die Erregerwicklung des Amplidyne, wodurch der Höhenwinkelmotor beispielsweise nachgesteuert wird. Der Seitenwinkelmotor läuft nicht nach, da der Betrieb mit der cos-Rechteckspannung ein gleiches mittleres Potential über R_1 und R_2 liefert. Die Begleitgenauigkeit hängt von der Verstärkung des Empfängers bzw. der Entfernung des Zieles ab. Es muß erwähnt werden, daß ohne besondere Maßnahmen die Antenne pendeln würde. Diese unerwünschte Erscheinung, deren Ursache in der Trägheit der meist sehr schweren Antennenkonstruktionen zu suchen ist, wird durch einen Teil der Ankerspannung des Motors, die, da der Drehgeschwindigkeit proportional, als Dämpfungsspannung abgenommen und den Gleichstromverstärkern zugeführt wird, kompensiert.

Das ist im wesentlichen das Prinzip der „Flimmerpeilung". In der Funkmeßtechnik finden noch andere Peilverfahren Anwendung, so z. B. für Rundblickstationen oder ausgesprochene Höhenfinder die Minimum- und Maximumpeilung, was hier zum Abschluß jedoch nur genannt werden soll.

Literatur

[1] Fischer, Radartechnik, Fachbuchverlag Leipzig, 1956.

[2] Rint, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Band II. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

WERNER GOEDECKE

Die TRON-Gruppe

Technische Begriffe mit der Endung „tron" und ihre Bedeutun (3)

Oppositron — Rückwärtswellenröhre; eine Lauffeldröhre mit Verzögerungsleitung, bei der die mittlere Elektronengeschwindigkeit gleich der Phasengeschwindigkeit einer Rückwärtswelle auf der Verzögerungsleitung ist

Optron — Name einer Firma der amerikanischen Elektro geräteindustrie

Orgatron — orgelähnliches elektronisches Musikinstrument

Palletron — elektronischer Resonator zur Erzeugung hoher Potentiale; Elektronenresonanzbeschleuniger

Penetron — Gerät zur Bestimmung von Folienstärken mit Hilfe von Gammastrahlen

Pentatron — Duotriode mit gemeinsamer Katode (Fünfelektrodenempfangsröhre)

Permatron — gasgefüllte Diode mit Stromsteuerung durch ein Magnetfeld

Phanotron — gasgefüllte Diode ohne Stromsteuerung

Phantastron — Röhrenanordnung zur Impulsverzögerung

Phasitron — Quersteuerröhre zur Erzeugung von Frequenzmodulation

Philcotron — Bezeichnung für ein elektrolytisches Gleichrichterelement

Phonotron — Bezeichnung für eine veraltete Empfängerröhrenserie

Photo-Augetron — mehrstufiger Sekundärelektronvervielfacher mit einer lichtelektrischen Katode

Photron — Name einer amerikanischen Firma, die fotoelektrische Geräte herstellt

Phytotron — Name eines Laboratoriums für Pflanzenforschung in den USA

Plastron — Name einer amerikanischen Firma, die Preßstoffe herstellt, und Bezeichnung für deren Fabrikate

Pliodynatron — Dynatron mit zusätzlichem Steuergitter

Pliotron — Elektronenröhre mit Zusatzelektroden zur Anodenstromsteuerung

Plomatron — britische Bezeichnung für eine Quecksilberdampfgleichrichterröhre mit Gittersteuerung

Polatron — Handelsname für eine bestimmte Bildröhre

Polectron — Markenbezeichnung für einen dielektrischen Werkstoff

Polytron — seltene Bezeichnung für das Meson (auch: Mesotron oder Barytron)

Positron — positiv geladenes Elektron (Atomkernbestandteil)

Powertron — Name einer amerikanischen Handelsfirma für elektrotechnische Erzeugnisse

Precipitron — Gerät der Westinghouse Electric Corporation zum Ausscheiden von Staubteilchen

Prionotron — besondere Ausführung einer Laufzeitröhre

Protectron — Markenbezeichnung für Geräte einer amerikanischen Elektrofirma

Pulsatron — gasgefüllte Triode mit doppelter Katode zur Impulserzeugung

Pyrotron — elektrisches Temperaturmeßgerät der Firma Bailey Co.

Quadratron — Elektronenröhre mit vier Elektroden

Querzitron — Bezeichnung für einen künstlichen Farbstoff (Derivat der Kohlenwasserstoffverbindung Flavon)

Radiotron — Bezeichnung für eine bestimmte Röhrenserie der Radio Corporation of America (RCA)

Raylectron — Name einer amerikanischen Handelsfirma für Funkgeräte

Raytron — Gerät zur Feststellung von Erdschlüssen

Reactron — Name einer amerikanischen Firma der Elektrogeräteindustrie sowie Bezeichnung für deren Fabrikate

Receptron — Markenbezeichnung für die Geräte einer amerikanischen elektrotechnischen Firma

Rectron — Bezeichnung für eine Gleichrichterröhrenserie der Radio Corporation of America (RCA)

Remtron — Gasentladungsröhre für Zählstufen in elektronischen Rechenmaschinen

Reotron — andere Bezeichnung für das Betatron; auch: Rheotron

Resnatron — Tetrode mit Eingangs- und Ausgangsresonanzkreis als HF-Hochleistungsröhre für Radarzwecke

Resnotron — dasselbe wie: Resnatron

Rheotron — siehe: Reotron

Rhumbatron — Hohlraumresonator (insbesondere eines Klystrons)

Robotron — Name einer amerikanischen Firma, die Fotoblitzgeräte herstellt

Rotron — a) elektronisch gesteuertes Rufwerk für Fernsprechzwecke
— b) Name einer Firma der amerikanischen Elektrogeräteindustrie

Scototron — Katodenstrahlspeicherröhre mit Blauschriftfläche

Selectron — a) Elektronenröhre zur Impulsspeicherung für Rechenmaschinen
— b) Handelsbezeichnung für einen bestimmten Preßstoff

Seletron — ein bestimmter Typ eines Selengleichrichters

Sendytron — besondere Ausführungsform einer japanischen Quecksilberdampfröhre mit Hochspannungszündelektrode

Sensitron — Markenbezeichnung für Geräte einer amerikanischen elektrotechnischen Firma

Sentron — japanische Spezialausführung einer Kurzwellenröhre

Servotron — a) britische Ausführung einer Quecksilberdampfröhre mit Hochspannungszündelektrode
— b) Einrichtung zur elektronischen Motorsteuerung

Skiatron — britische Vorrichtung zur Projektion von Fernsehbildern; Dunkelschriftröhre

Soldetron — Handelsbezeichnung für einen bestimmten Lötkolben

Solotron — Markenbezeichnung für Geräte einer amerikanischen elektrotechnischen Firma

Sortron — Name eines besonderen elektrischen Eichgerätes

Spectron — Markenbezeichnung für optische Artikel einer amerikanischen Firma

Spiratron — Teilchenbeschleuniger, der zur Kompensation der Phasenverschiebung der Teilchen einen Beschleunigungsspalt in Form einer Spirale enthält

Spirotron — Gerät zum Abbremsen von Teilchen mit hoher Geschwindigkeit

Statitron — besondere Ausführungsform des van-de-Graaff Hochspannungsgenerators

Stenotron — sowjetische Ausführungsform einer gasgefüllten Senderöhre

Stethertron — Markenbezeichnung für Geräte einer amerikanischen Elektrofirma

Strobotron — Stroboskop-Glimmentladungsröhre mit kalter Katode und Steuergitter

Strophotron — weitabstimmbare Elektronenröhre für FM-Richtfunkverbindungen

Supertron — Name einer veralteten Empfängerröhrenserie

Symetron — Mehrröhrenringverstärker für hohe Frequenzen

Synchrobetatron — dasselbe wie: Synchrotron

Synchrophasotron — Sowjetischer Teilchenbeschleuniger, der Protonen auf eine Energie bis zu 50 GeV beschleunigt

Synchrotron — Anlage zur Erzeugung eines Strahles geladener Teilchen, die nahezu auf Lichtgeschwindigkeit beschleunigt sind

Synchrozyklotron — besondere Ausführungsform eines frequenzmodulierten Zyklotrons für Ionen

Syntron — Handelsbezeichnung für ein elektrisches Hammerwerk

Tacitron — Thyratron, bei dem die Entladung durch negative Vorspannung des Steuergitters gelöscht werden kann

Takktron — Hochspannungsglimmgleichrichter

Tapestron — Handelsbezeichnung für einen Wandschirm aus Preßstoff

Tarrytron — Markenbezeichnung für Geräte einer amerikanischen Elektrofirma

Tecnetron — eine von der „staatlichen Forschungsstelle für Fernmeldetechnik" (CNET) in Frankreich entwickelte Transistorschaltung, die auf dem Prinzip der Modulation durch Feldeinwirkung arbeitet und insbesondere für Schwingungen sehr hoher Frequenzen (bis zu 1000 MHz) verwendet werden kann

Telectron — Name einer nordamerikanischen Firma, die Funkgeräte herstellt

Teletron — Markenbezeichnung für Katodenstrahloszillografenröhren der Firma Allen B-Dumont Laborat. Inc., USA

Textron — Name einer amerikanischen Firma sowie Bezeichnung für deren Produkte auf dem Gebiet der Textilindustrie

Theatron — Name einer amerikanischen Theatervereinigung

Thermatron — Markenbezeichnung für HF-Heizgeräte der Firma Radio Recepter Co. Inc., USA

Thermotron — Bezeichnung für eine veraltete amerikanische Empfängerröhrenserie

Thyratron — Stromtor; gasgefüllte Mehrelektrodenröhre für Meß- und Regelzwecke. Mit Hilfe eines besonderen Gitters läßt sich im Gegensatz zur allgemeinen Elektronenröhre nur die Zündspannung steuern; das Gitter hat auf die Löschspannung keinen Einfluß

Toccotron — Bezeichnung einer amerikanischen Firma sowie Bezeichnung für deren Erzeugnisse auf dem Gebiet der Elektrogeräteindustrie

Transistron — französische Bezeichnung für einen Transistor (auch: Transitron)

Transitron — a) Tetrodenschaltung mit RC-Gliedern zur Erzeugung von Kippschwingungen

— b) französische Bezeichnung für einen Transistor (auch: Transistron)

Trigatron — a) Markenbezeichnung für ein Induktionsheizgerät

— b) eine britische Funkenstreckenröhre (Impulsmodulator) für Radar-Impulsgeneratoren

Trignitron — Bezeichnung von Quecksilberdampfröhren für Schweißstrombegrenzer der Firma Electronic Power Co. Inc.

Triotron — Name einer europäischen Röhrenserie

Trochotron — Mehrelektrodenhochvakuumröhre für Zählschaltungen

Tropotron — eine spezielle Ausführungsform des Magnetrons

Ultron — Name eines Kunstharzpreßstoffes

Unitron — Markenbezeichnung für ein Ladegerät einer amerikanischen Firma

Vacutron — Name einer amerikanischen Röhrenfabrik und Bezeichnung für deren Röhren

Variotron — Pseudonym eines britischen Autors auf dem Gebiet des Funkwesens

Varitron — a) sowjetische Bezeichnung für das schwere Meson (auch: Mesotron oder Barytron)

— b) Name einer Kamera

Vectron — Name einer amerikanischen Firma der Elektroindustrie

Velocitron — Laufzeitspektrograf; ein Massenspektrometer, bei dem man aus einer Ionenquelle kommende Teilchen mit gleicher Energie aber verschiedenen Massen nach Durchlaufen einer längeren Strecke auffängt. Teilchen verschiedener Masse gelangen dann zu verschiedenen Zeitpunkten in den Auffänger

Veritron — Bezeichnung für ein elektronisches Pyrometer

Vibratron — besondere Ausführungsform eines Hohlraumresonators hoher Güte

Vibrotron — Triode mit beweglicher Anode

Victron — Markenbezeichnung für Elektrogeräte eines amerikanischen Unternehmens

Videotron — ältere Bezeichnung für Monoskopröhren der National Union Radio Corp.; neue Bezeichnung: Monotron

Visitron — Bezeichnung für Fernsehprojektionsröhren der Firma Rauland Corporation

Vitron — Name einer bestimmten Pflanzennahrung

Voltron — a) Name einer bestimmten Isoliermasse

— b) Bezeichnung für eine veraltete Röhrenserie

Zyklo-Synchroton — dasselbe wie: Synchrozyklotron

Zyklotron — Teilchenbeschleuniger mit magnetischem Führungsgleichfeld und elektrischem HF-Beschleunigungsfeld

Schluß

Fachbücher

Heinz Mann

Fernsehtechnik

Band I, 2. Auflage

Fachbuchverlag Leipzig

233 Seiten, 274 Bilder, DIN A 5, Kunstleder, 16,50 DM

Im vorliegenden Buch hat der Verfasser an Hand bestehender Fachliteratur und unter Verwendung älterer Fachzeitschriften versucht, die technischen und physikalischen Grundlagen der Fernsehtechnik zu erklären. Der Text wird durch mathematische Ableitungen unterstützt und regt den Studierenden dazu an, die Abhandlung nicht nur zu überfliegen, sondern sich wirklich die physikalischen Zusammenhänge anzueignen. Der Ingenieur in der Praxis ist jedoch nicht voll befriedigt, denn er sucht neue Erkenntnisse und hat den Eindruck, daß sich der Verfasser selbst nur theoretisch mit den Problemen der Fernsehtechnik befaßt hat. Der behandelnde Stoff liegt auch mehr auf der Seite der Bildaufnahmetechnik und Spezialgebieten bzw. Fernsehprojektion, während ein großer Teil der Interessenten, die sich mit dem Fernsehempfänger beschäftigen, nicht auf ihre Kosten kommen.
Wie üblich beginnt das Buch im Abschnitt 1 mit der Bildfeldzerlegung auf mechanischem und elektrischem Wege. Weiter werden behandelt das erforderliche Frequenzband zur Übertragung, die Wahl der Trägerfrequenz und die Ausbreitung der Ultrakurzwellen. Interessant und bisher noch wenig veröffentlicht die Voraussetzungen für Überreichweiten und die meteorologischen Einflüsse auf die Ausbreitung der Ultrakurzwellen. Im 2. Abschnitt werden die Fernsehnormen für die Bildzerlegung, die Kanalbreite und die Impulse eingehend erläutert. Weiterhin werden an Hand des Blockschaltbildes der Parallel- und Intercarrierfernsehempfänger mit den technischen Daten besprochen, Vor- und Nachteile werden erklärt. Der sehr umfangreiche 3. Abschnitt (107 Seiten) befaßt sich mit den Bildaufnahme- und Bildwiedergaberöhren. Die Ablenkung und Fokussierung des Elektronenstrahles im elektrischen und magnetischen Feld wird ausführlich rechnerisch abgeleitet. Die Wirkungsweise der Ionenfalle und der Vorteil von metallhinterlegten Bildröhren wird beleuchtet. Besonders wichtig für den Praktiker ist die Berechnung von Ablenksystemen. Im gleichen Kapitel werden auch die Fernsehprojektionsempfänger behandelt, wobei auf die zu beachtenden optischen Gesetze der Linsensysteme eingegangen wird. Der Abschnitt wird durch eine Zusammenstellung und Erklärung der physikalischen und elektrischen Funktion der Bildfängerröhre vom Ikonoskop bis zum Vidikon abgeschlossen. Der 4. Abschnitt macht den Leser mit den verschiedenen Möglichkeiten der Impulserzeugung und Ablenkschaltung mit Multivibrator, Sperrschwinger, Thyratron, Schaltungen und deren Abwandlung bekannt. Ein Multivibrator wird durchgerechnet. Gleichzeitig wird dabei die Umwandlung von Rechteckimpulsen in Sägezahnspannungen erklärt. Im weiteren folgen theoretische Grundlagen über die Erzeugung von Sägezahnströmen mit Spuleninduktivitäten und Schaltungen für die Bild- und Zeilenablenkung, wobei die Zeilenablenkschaltung mit Spardiode in der Erklärung besonders wichtig ist. Abschließend werden noch die Stabilisierungsmöglichkeiten der Zeilenablenkstufen durch Phasendiskriminator und Schwungradsynchronisation behandelt. Der forschende Fernsehtechniker findet im Anhang ein umfangreiches Quellenverzeichnis, es ist jedoch fraglich, ob dieses Material für jedermann zur Verfügung steht.
Der Ingenieur in der Fernsehempfängerentwicklung und -produktion sowie auch der Fernsehtechniker des Handwerks ist bereits voll der fernsehtechnischen Grundlagen, da er dieses ja in der Schule, aus Zeitschriften und aus Lehrbüchern geboten bekommt. Er will seine Erkenntnisse an ausgeführten Schaltungen und Bauelementen erhärten. Und das ist hier nur teilweise der Fall, z. B. vermißt man als Auswertung der jeweiligen Ableitung z. B. beim Ablenksystem die Anwendung der Erkenntnisse bei der Durchrechnung eines praktisch ausgeführten Ablenksystems für 70°- bzw. 90°-Ablenkwinkel. Weiterhin würden auch bei den Ablenkgeneratoren praktische Ausführungen und die Dimensionierung der Schaltung die theoretische Erklärung bedeutend festigen. Bei den Schaltungsauszügen bzw. der ausgeführten Kippschaltung ist es nicht zu verstehen, daß bei der Überarbeitung nicht die modernen Schaltungen der z. Z. in Deutschland gefertigten Fernsehempfänger herangezogen wurden.
Ganz besonders fällt das bei der Beschreibung eines Fernsehempfängers auf. Beispielsweise wird bei der angewendeten Schaltung das Paralleltonverfahren beschrieben und das Intercarriersystem nur beiläufig erwähnt. Gerade das Umgekehrte wird für die Praxis gebraucht. Alle Fernsehempfänger werden als Intercarrierempfänger ausgeführt. Auch die Zwischenfrequenzangaben in den technischen Daten sind überholt, da jetzt die Zwischenfrequenz von 38,9 MHz generell eingeführt ist. Die theoretische Abhandlung der Videoverstärkerstufe, der getasteten Regelung sowie Rücklauf und Störaustastung fehlen vollständig.
Der vorliegende 1. Band soll durch einen 2. Band, der die schaltungstechnische Seite der Fernsehsender und Fernsehempfänger behandelt, ergänzt werden. Es ist zu hoffen, daß in diesem Buch das Fehlende zu finden ist. *Werner*

Siegfried W. Wagner

Transistoren in der Impulstechnik

Moser-Verlag, Garmisch-Partenkirchen, 1958

45 Seiten, DIN A 4, 20,— DM

Nach einer kurzen Einführung beschreibt der Verfasser die Verwendung des Transistors als elektronischer Schalter. Es wird gezeigt, wie die Schaltwirkung zustande kommt und was beim Schaltungsaufbau für diesen Zweck zu beachten ist, wie Verlustleistung, Temperatureinflüsse, Grenzwerte, Rückwirkung usw. Weiterhin werden die Konstruktionsmerkmale von pnp-Schalttransistoren beschrieben und eine Übersicht über die für Impulszwecke geeigneten Transistoren gegeben. Hierbei wird die allgemein verbreitete Ansicht daß Spitzentransistoren nur von historischem Interesse wären, widerlegt, indem die Vorteile des Spitzentransistors gegenüber dem Flächentransistor in Impulsschaltungen aufgezeigt werden.
Nach diesem Kapitel wird die Schaltungstechnik beschrieben. Es werden zunächst die drei Grundschaltungen speziell für Schalteranwendungen besprochen und dann drei grundsätzliche Verfahren für die Impulsverstärkung unterschieden. Hierbei geht der Verfasser auch auf die Kaskadenschaltung mehrerer Verstärkerstufen ein und erwähnt die bereits besonders für Gleichstromverstärker bekannte Möglichkeit des Zusammenschaltens von pnp- und npn-Transistoren. Weiterhin werden hier noch die Triggerung, Schaltmaßnahmen zur Verkürzung der Umschaltzeiten, Stabilisierungsmaßnahmen, Stromversorgung und die Verwendungsmöglichkeiten von Transistorimpulsschaltungen kurz besprochen.
Es folgt nun noch ein sehr ausführliches nach Anwendungsgebieten geordnetes Literaturverzeichnis, auf das im vorhergehenden Text sehr oft verwiesen wird. Den Abschluß dieses Buches bildet ein Patentverzeichnis, das Patente und Patentanmeldungen der DBR mit dem Stand vom 18. 11. 1957 sowie USA-Patente mit dem Stand vom Oktober 1957 enthält. *Fahrendholz*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Ferdinand Jacobs

Lehrgang Radiotechnik

Sonderausgabe aus der „Radiopraktiker-Bücherei"

6. Auflage

Franzis-Verlag, München, 1958

250 Seiten, 220 Bilder und Tabellen, 7,40 DM

Das vorliegende Büchlein stellt einen leichtverständlichen, aber gründlichen Radiolehrgang dar. Die Bezeichnung „Lehrgang" besteht durch die Aufteilung des Inhalts in 35 Stunden zu Recht, obwohl er in flüssigem, zwanglosem Stil dargeboten wird. Der Autor konzentriert sich auf das Wesentliche der Radiotechnik, wobei Randgebiete nur kurz gestreift werden (UKW-Empfang) oder hierfür auf Spezialliteratur verwiesen wird. Gründlich erläutert werden vor allem die theoretischen Grundlagen, was in hervorragend gekonnter, einprägsamer Form geschieht. Dies wird besonders unterstützt durch die zunächst ungewohnte, aber sehr zweckmäßige Reihenfolge des Eindringens in die einzelnen Teilgebiete. So werden z. B. die theoretischen Grundlagen zunächst nur kurz behandelt, es schließen sich dann einfachere Grundschaltungen an, und auf diesen aufbauend werden dann Einzelheiten der bereits besprochenen Grundelemente (z. B. Kreisgüte der schon früher besprochenen Schwingkreise u. ä.) erläutert. Das Büchlein schließt mit der Besprechung des Supers, der — dem genannten Prinzip folgend — wiederum nicht in einem Zuge, sondern aufgeteilt in einzelne Baugruppen besprochen wird, zwischen denen immer wieder auf die Theorie der jeweils auftretenden Besonderheiten eingegangen wird. *Jakubaschk*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Heinz Richter

Transistor-Praxis

3. Auflage

Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart

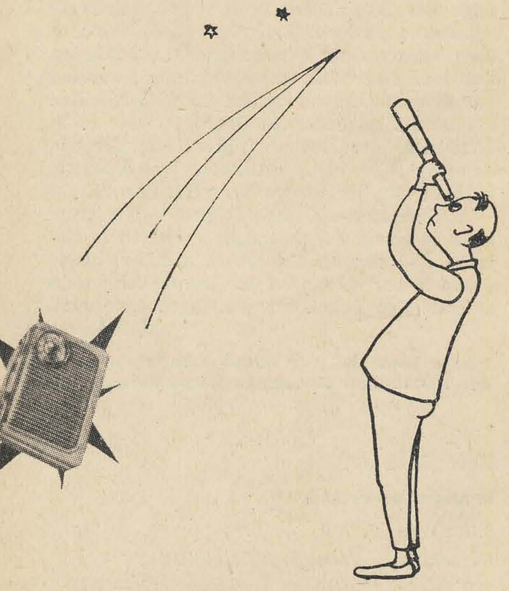
229 Seiten, 170 Bilder, Halbleinen 12,— DM

Nach verhältnismäßig kurzer Zeit erschien die dritte Auflage dieses Werkes, das bereits in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1957) einer Besprechung unterzogen wurde. Am grundsätzlichen Aufbau des Buches hat sich nichts geändert; sehr anerkennenswert ist die schnelle Reaktion auf technische Neuerungen (die auf der diesjährigen Hannoverschen Messe gezeigten neuen Halbleiterbauelemente konnten in einem Teil der Auflage noch berücksichtigt werden!). Selbstverständlich sind die zahlreichen Tabellen und Datenblätter dem jetzigen Stand entsprechend verbessert worden. Im einführenden Teil sind, wenn auch kurz, neue Entwicklungswege erwähnt (Spacistor, Tecnetron).
Da sich speziell auf dem Gebiet der Transistorenanwendung in HF- und Mischstufen sowie der komplexen Transistorisierung der gesamten Empfangstechnik einiges getan hat, seit die erste Auflage erschien, sind auch diese Abschnitte geschickt überarbeitet worden. Damit hat dieses Buch seinen Wert als Einführung in die Transistortechnik behalten und erhöhen können, wenn sich auch bedauerlicherweise einige der in der ersten Auflage enthaltenen Fehler der Berichtigung entzogen haben. *Kuckelt*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Wir wünschten Ihnen ...

... viel Hübsches und manches Anzügliche auf Seite 1 dieses Jahrganges — Sie erinnern sich? Nun wenden wir seine letzten Seiten um. Neue Freuden, neuer Ärger, neue Kämpfe, Erfolge und — nicht zuletzt — neue, große Aufgaben erfüllten auch die vergangenen zwölf Monate mit Inhalt und Leben. Blicken wir nochmals gemeinsam auf die Kümmernisse von damals und heute:
„Haare auf den Zähnen" empfahlen wir manchen VVB-Leitern. Es müssen ja nicht unbedingt die Barthaare des Amtsschimmels sein. Enger Kontakt mit dem jeweiligen Werkleitungskollektiv heißt nun freilich nicht, daß seine Mitglieder sich in Pilgerfahrten zu Sitzungen und Besprechungen bei der VVB ablösen, so wie uns das aus dem VEB Funkwerk Köpenick bekannt wurde! Es ist auch nicht richtig, wenn Werkleiter, technische Leiter und Entwicklungsleiter mit ihrer VVB gemeinsame Beschlüsse (etwa über die Standardisierung von Rundfunkempfängern) fassen und diese dann auf dem Papier bleiben. So wurde vor Jahren schon der Standardisierungsgedanke bei der RFT zu Tode standardiskutiert, wobei tragischerweise einzelne — sehr ausführlich erörterte — Gesichtspunkte sehr vernünftig waren!
Dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen binden wir einen frischgepflückten Blumenstrauß — wenn sein Dienstweg auch mitunter noch lang und beschwerlich ist. Hier hat sich wirklich einiges zum Guten verändert. Besonders zu Dank verpflichtet sind wir den Herren Cramer und Keil vom Bereich Rundfunk und Fernsehen, die unsere Berichterstattung über Studio- und Sendeanlagen großzügig förderten.



Nanu! Ich kann den Stern 1 nicht mehr sehen!

Auch in der Zusammenarbeit mit unseren Betrieben fanden wir Verständnis und Entgegenkommen — in der Postbeantwortung freilich mitunter auch einen leicht unterentwickelten Zeitsinn. So sollte der VEB-Stern-Radio Staßfurt vielleicht doch dazu übergehen, Briefe und Fernschreiben in den sonst üblichen Fristen zu beantworten. Nun gut, ein Brief kann einmal länger unterwegs sein — aber ein Fernschreiben?!
Anderes ist schlimmer. Im vergangenen Jahr wurden einige neue Geräte — teils unter großem Geräusch — angekündigt. Der Fertigungstermin rutschte dann — zunehmend leiser — um so weiter in eine immer fernere Zukunft, je näher er theoretisch heranrückte. (Dies ist nur mit Hilfe der Relativitätstheorie zu verstehen.) Wir nennen die Namen „Minorette" (VEB Funkwerk Dresden), „Bobby" (VEB Stern-Radio Sonneberg), „Stern I" (Stern-Radio Rochlitz), „Alex" (VEB Stern-Radio Berlin). Als wir diese Zeilen schrieben, war das Jahr noch nicht zu Ende. Vielleicht läuft in dem einen oder anderen Betrieb doch noch die Fertigung an — die vorgesehenen Stückzahlen werden schwerlich noch erreicht. Wie war so etwas möglich? Wie kann derlei in Zukunft vermieden werden? Hier wären kritische Untersuchungen am Platze. Oft genug sind Zubringerbetriebe mitverantwortlich. Hat der VEB Funkwerk Halle endlich die Schalter vom VEB Elektrotechnik Eisenach für seinen Kofferempfänger „Ilona" erhalten oder die Firma REMA die Drehkondensatoren für ihren Koffersuper?
Bleiben wir beim Thema „Wünsche". Können wir es uns leisten — bei dem vorhandenen Hunger nach guten Fernsehgeräten — in vier verschiedenen Betrieben vier verschiedene Kanalwähler zu bauen? Brauchen wir wirklich eine Vielzahl an Rundfunkgerätetypen mit mehr oder weniger gleichem elektrischen Aufbau? Muß der Leitbetrieb für Funkgeräteentwicklung als Konsumartikel ausgerechnet (und schon wieder!) Kaffeemühlen bauen? Und das, während unsere Rundfunkmechaniker und Amateure an chronischem Mangel an einfachen und preiswerten Prüf- und Meßgeräten leiden — angefangen vom einfachen Leitungsprüfer (Zappelmax) bis zum Kleinstoszillografen?
Vielleicht denken Sie nun: Das sind sehr schöne Fragen, aber wo bleiben die Antworten? Um die Beantwortung dieser und anderer Fragen wollen wir uns auch in unserem neuen Jahrgang bemühen — hoffentlich mit Ihrer Hilfe.
Und damit kommen wir auf unsere Leser und uns selbst zu sprechen. RADIO UND FERNSEHEN besitzt einen kritischen Leserkreis. Selbst Herr Gerhard Schlenz aus Gransee, der von der Unbrauchbarkeit unserer Zeitschrift restlos überzeugt ist (wie er uns versicherte) liest sie immer wieder und macht uns unermüdlich auf unsere Fehler aufmerksam — auch auf solche, die gar keine sind ... Jeder neue Tag bringt eine Fülle neuer Leserpost. Kritiken an Erzeugnissen unserer Industrie oder an unserer Zeitschrift, wertvolle Hinweise auf vermeidbare Mängel in der Verteilung durch unsere Verkaufsorgane, Bitten um Rat — jeder neue Briefstoß bringt neue Anregungen für unsere Arbeit. Lassen Sie uns an dieser Stelle herzlich danken für Ihre Mitarbeit!
Und dabei wollen wir auch gleich einen anderen Dank abstatten: den, der unseren Autoren gebührt! Unsere Arbeit wäre nicht denkbar ohne sie. Einen Gruß und Dank auch Herrn Herbert Blunck, der seit langem die fotografische Betreuung unserer Zeitschrift übernommen hat.
Und damit wären wir am Ende. Wir wünschen Ihnen und uns selbst:

Einen „guten Rutsch!"

Ein erfolgreiches und glückliches 1959!

Und vor allem: Ein friedliches Jahr!

DAS REDAKTIONSKOLLEKTIV



Die Redaktion von **radio und fernsehen** stellt Ihnen die neue Titelseite vor (ab Nr. 1 (1959)) und hofft, daß sie Ihnen gefällt!

Aufnahmen und Montage; Blunck

RADIO UND FERNSEHEN

HALBMONATSZEITSCHRIFT

FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK

UND ELEKTRONIK

1958

7. Jahrgang



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

Bauelemente

Berechnungen

D

Dezimeter- und Zentimeterwellentechnik

Dioden

E

Elektroakustik

Elektronik

Empfänger

Entstörung, Störung

Erfahrungsaustausch

F

Fachbücher

Fernsehbildröhren

Fernsehempfänger

Fernsehen

Fernsehkameras

Fernsehsender

Filter

Fonogeräte, Fonotechnik

Fotoelektrizität

Funkentstörung

Funkmeßtechnik

G

Gedruckte Schaltungen

Genehmigungen

Germaniumdioden

Geschichte

H

Halbleiter

Allgemeines

Halbleiterdioden, -gleichrichter

Transistortechnik

I

Industrielles Fernsehen

Industriemitteilungen, Firmenberichte

Röhren

Röhreninformation

Rundfunkempfänger

S

Satelliten

Sende- und Empfangsanlagen

Standards

Stromversorgung

Studiotechnik

Supraleitung

T

Tagungen, Konferenzen, Vorträge

Technologie

Transformatoren, Übertrager

TRON-Gruppe

U

Ultrakurzwellentechnik

V

Verordnungen

Verstärker und Verstärkertechnik

W

AUTORENVERZEICHNIS

Tribüne Druckerei Leipzig · Lizenz-Nr. 5227 · 1258